

Pedro Ney Stroski

**Dimensionamento Sistêmico Otimizado de
Receptores de Radiofrequência Baseado em
Modelos de Consumo de Potência**

Curitiba

2016

Pedro Ney Stroski

Dimensionamento Sistêmico Otimizado de Receptores de Radiofrequência Baseado em Modelos de Consumo de Potência

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração Eletrônica, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal do Paraná – UFPR

Departamento de Engenharia Elétrica

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Luis Henrique A. Lolis

Coorientador: Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima

Curitiba

2016

S923d

Stroski, Pedro Ney

Dimensionamento sistêmico otimizado de receptores de radiofrequência baseado em modelos de consumo de potência / Pedro Ney Stroski. – Curitiba, 2016.

63f. : il. [algumas color.] ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica , 2016

Orientador: Luis Henrique A. Lolis-- Coorientador: Eduardo Gonçalves de Lima.

1. Engenharia Elétrica. 2. Radiofrequência. 3. Sistema LTE. I. Universidade Federal do Paraná. II. Lolis, Luis Henrique A. III. Lima, Eduardo Gonçalves IV. Título.

CDD: 621.38



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
Setor TECNOLOGIA
Programa de Pós Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA
Código CAPES: 40001016043P4

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **PEDRO NEY STROSKI**, intitulada: "**DIMENSIONAMENTO SISTÊMICO OTIMIZADO DE RECEPTORES DE RADIOFREQUÊNCIA BASEADO EM MODELOS DE CONSUMO DE POTÊNCIA**", após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua

Aprovação.

Curitiba, 06 de Dezembro de 2016.

LUIS HENRIQUE ASSUMPÇÃO LOLIS
Presidente da Banca Examinadora (UFPR)

ANDRÉ AUGUSTO MARIANO
Avaliador Interno (UFPR)

BERNARDO REGO BARROS DE ALMEIDA LEITE
Avaliador Interno (UFPR)

EDUARDO GONÇALVES DE LIMA
Coorientador - Avaliador Interno (UFPR)

GLAUBER GOMES DE OLIVEIRA BRANTE
Avaliador Externo (UFPR)

Agradecimentos

Agradeço a Deus e aos meus pais por me ajudarem a alcançar meus objetivos.
Agradeço aos meus orientadores pelo suporte.

Resumo

O presente trabalho trata de um método otimizado de dimensionamento de sistemas receptores de radiofrequência, que realiza uma distribuição de ruído, distorção e ganho visando o menor consumo possível. Os métodos de otimização são baseados na experiência do projetista que nem sempre oferece a melhor solução possível quando existe a necessidade de minimizar o consumo. O otimizador é um algoritmo que faz várias distribuições e cálculos de consumo de potência fornecendo a melhor distribuição possível de distribuição de ganho, ruído e distorção e tem o objetivo de reduzir o consumo de potência mantendo um mínimo desempenho aceitável pela norma. Este otimizador mostrou uma considerável redução com modelos de consumo bem diferentes. Fez-se também uma comparação entre o método proposto com distribuições pré-determinadas e um método linear de otimização no estado da arte com Bluetooth-LE para mostrar a eficiência do algoritmo proposto.

Palavras-chave: Otimização, consumo, sinal-ruído, receptor, dimensionamento, sistema, LTE, desempenho.

Abstract

The present work addresses is about an optimizer for RF systems, which make a distribution of noise degradation, distortion and gain aiming the lowest consumption possible. The optimization methods are based in the designer's expertise which not always provide the best solution when exists the necessity to minimize the consumption. The optimizer is an algorithm which make various distributions and power consumption calculations providing the best possible distribution of gain, noise and distortion and have the goal to reduce the power consumption keeping the minimum acceptable performance by the standard. This optimizer showed a considerable redution with very different consumption models. Was made also a comparison between the proposed method and a state of art linear optimization method with Bluetooth-LE to show the efficiency of the proposed algorithm.

Keywords: Optimization, consumption, signal-noise, receiver, design, system, LTE, performance.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Diagrama de blocos do transceptor Zero-IF	22
Figura 2 – Diagrama de blocos do transceptor Zero-IF com ADC dinâmico.	23
Figura 3 – Relação Rb com SNR na configuração <i>downlink</i> MIMO 2x2 com largura de banda 5MHz.	25
Figura 4 – Relação SNR com BER na configuração <i>downlink</i> MIMO 2x2 com largura de banda 5MHz.	26
Figura 5 – Estágios do receptor	27
Figura 6 – Resposta do produto de intermodulação.	28
Figura 7 – Produto de intermodulação de terceira ordem.	28
Figura 8 – Diagrama de blocos envolvendo distribuição de ruído e distorção.	29
Figura 9 – Ruído do receptor	31
Figura 10 – Sistema de ruído e distorção em diagrama de blocos.	32
Figura 11 – Degradação da relação sinal-ruído.	33
Figura 12 – Fluxograma do processo de otimização	39
Figura 13 – Diagrama de blocos do modelo de consumo 1.	41
Figura 14 – Tabela da relação das figuras de mérito.	41
Figura 15 – Diagrama de blocos do modelo de consumo 2.	42
Figura 16 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para o teste de sensibilidade (a) e IIP3 (b).	46
Figura 17 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.	46
Figura 18 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para o teste de sensibilidade (a) e IIP3 (b).	47
Figura 19 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.	47
Figura 20 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.	48
Figura 21 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.	49
Figura 22 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.	50
Figura 23 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.	50
Figura 24 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.	52

Figura 25 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.	52
Figura 26 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.	53
Figura 27 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.	53
Figura 28 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.	54
Figura 29 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.	55
Figura 30 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.	56
Figura 31 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.	56
Figura 32 – Distribuições do SNR_{deg_i} (a) e do λ_i (b) para os três casos de distribuição e os dois casos de otimização.	58
Figura 33 – Distribuições do ganho para os três casos de distribuição e os dois casos de otimização.	58
Figura 34 – Distribuições das potências para os diferentes blocos para o modelo 1 (a) e modelo 2 (b) para os três casos de distribuição e os dois casos de otimização.	58

Lista de tabelas

Tabela 1 – Dados sobre o LTE.	24
Tabela 2 – Tabela de métodos de otimização do MATLAB. Fonte: (MATHWORKS, 2016)	38
Tabela 3 – Figuras de Mérito para o consumo no modelo 1.	41
Tabela 4 – Coeficientes de potência	42
Tabela 5 – Restrições para os blocos do receptor	43
Tabela 6 – Parâmetros por bloco para a distribuição uniforme	45
Tabela 7 – Parâmetros por bloco para a distribuição 1-X para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e uniforme para G	47
Tabela 8 – Parâmetros por bloco para a distribuição 1-X para SNR_{deg} , X para $SNDR_{deg}$ e uniforme para G	48
Tabela 9 – Parâmetros por bloco para a distribuição otimizado.	50
Tabela 10 – Parâmetros por bloco para a distribuição uniforme	51
Tabela 11 – Parâmetros por bloco para a distribuição 1-X para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e uniforme para G	53
Tabela 12 – Parâmetros por bloco para a distribuição 1-X para SNR_{deg} , X para $SNDR_{deg}$ e uniforme para G	54
Tabela 13 – Parâmetros por bloco para a distribuição otimizado com o novo modelo de consumo.	55
Tabela 14 – Tabela comparativa de consumo de potência antes e depois da otimização.	57
Tabela 15 – Classificação dos casos	57
Tabela 16 – Tabela de parâmetros e distribuições dos blocos do receptor de (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006).	59
Tabela 17 – Tabela de parâmetros e distribuições dos blocos do receptor com otimização implementada por (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006).	59
Tabela 18 – Tabela de parâmetros e distribuições dos blocos do receptor com otimização proposta.	59

Lista de abreviaturas e siglas

ADC	Conversor Analógico-Digital
AGC	Controle Automático de ganho
BER	Taxa de erro binária <i>Bit Error Rate</i>
BW	Largura de Banda
CNR	Relação Portadora-Ruído
E_b	Energia bit
IIP3	Ponto de Interceptação de Entrada de Terceira Ordem
IMD3	Distorção de Intermodulação de Terceira Ordem
NF	Fator de Ruído
R_b	Taxa de Transmissão de bits
SNR	Relação Sinal-Ruído
SNR_{deg}	Degradação da Relação Sinal-Ruído
$SNDR_{deg}$	Degradação da Relação Sinal-Ruído mais Distorção

Sumário

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Contexto e Motivação	19
1.2	Objetivos	20
1.2.1	Objetivo geral	20
1.2.2	Objetivos Específicos	20
2	DIMENSIONAMENTO SISTÊMICO	21
2.1	Especificações do Receptor	21
2.2	Revisão da arquitetura Zero-IF e da norma LTE	22
2.2.1	A arquitetura de receptor Zero-IF	22
2.2.2	A Norma LTE	23
2.3	Condições Iniciais em Dimensionamento Sistêmico	24
2.4	Método clássico do dimensionamento bloco a bloco	26
2.5	Método das distribuições e degradação	30
3	PROPOSTA DE OTIMIZAÇÃO DO DIMENSIONAMENTO SISTÊMICO	35
3.1	Problema da otimização	35
3.2	Métodos de otimização	36
3.2.1	Método Linear	36
3.2.2	Método Gradiente	36
3.2.3	Método Heurístico	37
3.2.4	Métodos de Otimização no MATLAB	37
3.3	Processo de otimização	38
3.4	Modelos de consumo	39
3.4.1	Modelo 1	40
3.4.2	Modelo 2	41
3.5	Restrições dos parâmetros individuais	42
4	APLICAÇÃO DO MÉTODO PARA NORMA LTE EM ARQUITETURA ZERO-IF	45
4.1	Especificação do receptor LTE para diferentes distribuições de degradação e aplicando a otimização com o modelo 1	45
4.1.1	Distribuição uniforme para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e G	45
4.1.2	Distribuição 1-X para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e uniforme para G	46
4.1.3	Distribuição 1-X para SNR_{deg} , X para $SNDR_{deg}$ e uniforme para G	48

4.1.4	Otimização para o modelo de consumo 1	49
4.2	Especificação do receptor LTE para diferentes distribuições de de- gradação e aplicando a otimização com o modelo 2	51
4.2.1	Distribuição uniforme para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e G com o modelo 2	51
4.2.2	Distribuição 1-X para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e uniforme para G com o modelo 2	52
4.2.3	Distribuição 1-X para SNR_{deg} , X para $SNDR_{deg}$ e uniforme para G com o modelo 2	54
4.2.4	Otimização para o modelo de consumo 2	55
4.3	Discussão e Comparação entre os modelos 1 e 2	56
4.4	Comparando com a otimização do estado da arte, padrão Bluetooth- LE e arquitetura zero-IF	58
5	CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS	61
	REFERÊNCIAS	63

1 Introdução

1.1 Contexto e Motivação

Os sistemas integrados de radiofrequência são altamente difundidos e possuem inúmeras aplicações como: celulares, sensores sem fio para monitoramento e controle, identificação por rádio frequência (RFID), radio frequência, telemedicina, veículos aéreos não tripulados (VANTS), agropecuária e segurança. O mercado de sistemas integrados de comunicações sem fio aumentou exponencialmente nos últimos anos. De acordo com (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006), pouca inovação em nível sistêmico foi realizada. A arquitetura superheteródina foi inventada décadas atrás e ainda é uma das arquiteturas mais utilizadas. O método de Friis, criado em 1944, é amplamente usado para cálculo de figura de ruído (NF) em receptores RF. No entanto, com a alta integração dos sistemas transceptores, os métodos convencionais de projeto de sistema se tornaram incapazes de entregar soluções não sobredimensionadas e otimizadas em potência.

Existe cada vez mais há a necessidade de aumento de desempenho com o menor consumo possível. De acordo com (ZOLFAGHARI; RAZAVI, 2003), a adoção de padrões *Bluetooth* e IEEE 802.11b motivou extensas pesquisas em arquiteturas de radiofrequência e projetos de circuitos integrados para telecomunicações sem fio. Portanto, *chips* de baixo custo e consumo de potência e, ao mesmo tempo, com ganho e sensibilidade satisfatórios se tornaram cada vez mais importantes. Para obter a melhor eficiência é preciso utilizar métodos de otimização com esse objetivo. A otimização consiste em arranjar as melhores distribuições da relação sinal-ruído (SNR) que define a figura de ruído dos blocos, da relação sinal-ruído mais distorção (SNDR) que define a linearidade dos blocos, medida pelo IIP3, e do ganho de cada bloco de modo que haja máxima eficiência. Para isso, estudou-se modelos que associam os parâmetros de desempenho com a potência consumida de determinado bloco. Para a separação dos parâmetros por blocos, usou-se um método alternativo que obedece uma distribuição de degradação. Todo transceptor tem uma parte analógica e uma parte digital delimitadas pelo conversor analógico-digital. A tendência futura é que a parte digital se torne cada vez mais relevante, podendo até mesmo dispensar alguns circuitos da parte analógica do sistema, porém a exigência sobre o conversor digital-analógico (ADC) será cada vez maior. A presente dissertação trata apenas da otimização da parte analógica do receptor, seguindo a norma LTE e adotou-se a arquitetura zero-IF.

A norma LTE é considerada a terceira geração de telefonia móvel, caracterizada pela alta taxa de transmissão de *bits* e alta eficiência espectral em uma aplicação móvel. Foi a escolhida por ser atual ao mesmo tempo que ao mesmo tempo que existe uma vasta bibliografia disponível e permite integração de componentes de vários fabricantes. A

arquitetura escolhida foi a zero-IF, que por ser mais simples, facilita a validação do método proposto. Por dispensar frequência intermediária que é a causadora de grande dissipação de potência, a zero-IF é uma forte candidata a ter baixo consumo de energia, ser menor e mais barata se comparada com o receptor superheteródino ([NAMGOONG; MENG, 2001](#)).

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo geral

Demonstrar a redução do consumo estimado de um receptor fazendo a especificação bloco a bloco da arquitetura zero-IF, com norma LTE, aplicando otimização que leva em conta o consumo e o desempenho de cada bloco e aplicando um algoritmo de otimização, quando comparada a um dimensionamento de primeira ordem que usa uma distribuição pré determinada.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Compreender o dimensionamento sistêmico clássico de um receptor de RF;
- Rever a bibliografia da arquitetura Zero-IF;
- Estudar as especificações da norma LTE para a camada física do receptor;
- Rever o método de desenvolvimento sistêmico proposto por ([LOLIS, 2011](#)).

2 Dimensionamento Sistêmico

Independente da arquitetura adotada, o receptor deve ter certas características para atingir desempenho mínimo exigido pela norma. Os parâmetros de um sistema receptor são: sensibilidade, intermodulação, seletividade dos canais, desintetização de um tom, bloqueio de interferência, alcance dinâmico e controle automático de ganho (AGC). A sensibilidade é relacionada com a figura de ruído. A linearidade de um receptor é determinada pela distorção de intermodulação e desintetização de um único tom. O AGC e o ADC determinam o alcance dinâmico. (GU, 2006). A notação será organizada da seguinte maneira: As variáveis que definidas em dB estarão em letra maiúscula (salvo para temperatura T), as variáveis definidas em dBm serão em letra maiúscula mais a indicação no índice, as variáveis em linear serão em letra minúscula:

$$X = 10 \cdot \log_{10}(x), \quad (2.1)$$

$$X_{dBm} = 10 \cdot \log_{10}(x) + 30. \quad (2.2)$$

2.1 Especificações do Receptor

A sensibilidade ($P_{s_{dBm}}$) é o mínimo nível de sinal em dBm na antena de um receptor o qual o receptor é capaz de demodular dentro da taxa de erro de *bits* (BER) definida pela norma. Para essa taxa de erro existe uma qualidade mínima do sinal medida em SNR (razão da potência do sinal sobre a potência do ruído), SNR_{min} . A figura de ruído do receptor mostrada na equação 2.3 é o quanto a SNR de entrada é degradado em dB até a saída que a norma requer SNR_{min} (GU, 2006):

$$NF_{rx} = P_{s_{dBm}} - SNR_{min} - 10\log(kT \cdot bw) - 30, \quad (2.3)$$

onde k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura em Kelvin e bw é a largura de banda ocupada por um sinal modulado. Desde que o receptor possua múltiplos estágios, SNR decai progressivamente até atingir SNR_{min} . Na presença de interferidores, o mínimo sinal desejado pode ser M dB acima da sensibilidade, geralmente $M=3$ dB (GU, 2006). Esse interferidor, associado à imperfeições do circuito, podem causar *aliasing*, intermodulação de ruído de fase e intermodulação não linear, esta normalmente de terceira ordem, definida como IMD3 em dBm. Essa distorção está relacionada com a não linearidade do receptor através do ponto de interceptação de terceira ordem IIP3 em dBm mostrado em 2.4.

$$IIP3_{rx\ dBm} = \frac{1}{2}(3P_{I\ dBm} - IMD3_{dBm}), \quad (2.4)$$

onde P_I é o nível de entrada do interferidor em dBm. Se considerarmos que toda a margem M será ocupada por distorção de terceira ordem, o valor dessa intermodulação ($IMD3$) é definida na equação 2.5:

$$IMD3 = 10\log(10^{P_s+M10} - 10^{\frac{P_s}{10}}) - SNR_{min}. \quad (2.5)$$

2.2 Revisão da arquitetura Zero-IF e da norma LTE

2.2.1 A arquitetura de receptor Zero-IF

A arquitetura Zero-IF simplifica a construção do transceptor, por isso é também chamada de arquitetura de conversão direta. Segundo (GU, 2006), a filtragem do sinal é realizada na banda base analógica por um filtro ativo passa-banda. O filtro banda base não filtra todos os adjacentes e interferências, aumenta-se a dinâmica do ADC para esse fim, e aplica-se posteriormente filtros digitais. A figura 1 exibe o diagrama de blocos de um sistema RF com arquitetura Zero IF ou conversão direta.

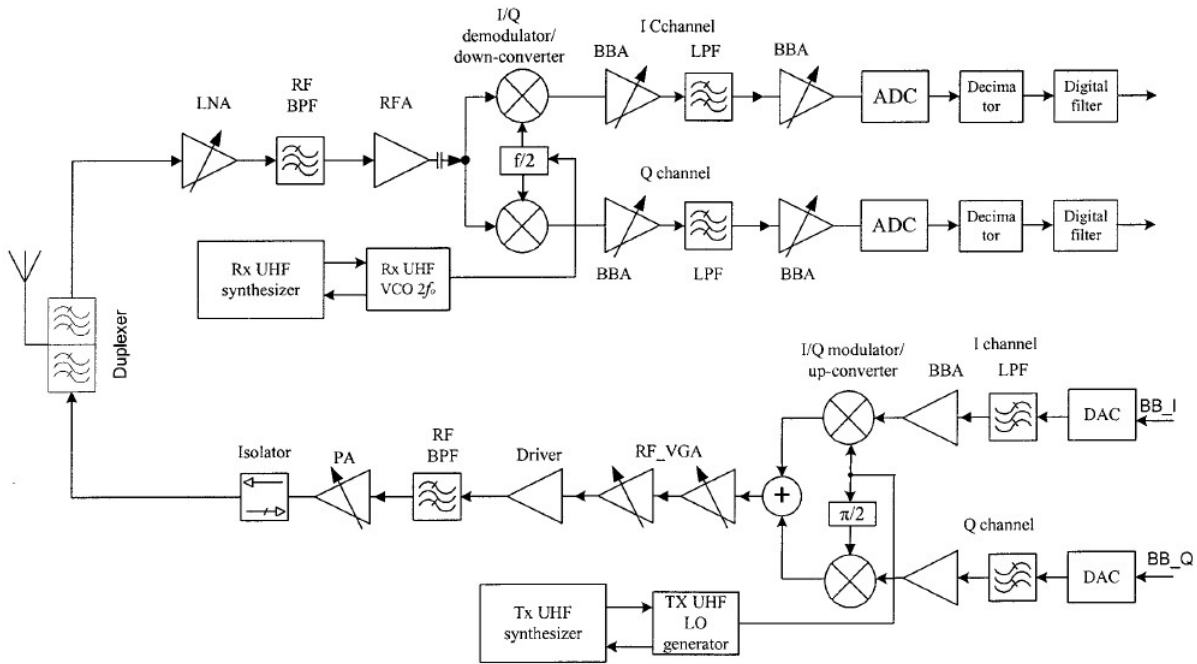


Figura 1 – Diagrama de blocos do transceptor Zero-IF

Fonte: (GU, 2006)

Segundo (GU, 2006), os sintetizadores UHF e VCOs operam em frequências diferentes. O VCO do receptor opera com o dobro da frequência de operação. Os sinais nos canais I e Q possuem uma diferença de fase de 90° . O VCO opera na frequência de saída do oscilador local, que precisa operar tanto na frequência de operação quanto na frequência harmônica para eliminar o problema da modulação reversa do VCO responsável pela injeção de realimentação do sinal e criação de harmônicas.

Compartilhando a mesma antena, o filtro passa banda do duplexador reduz a potência da transmissão que vaza para o caminho do receptor. O ganho no bloco RF é de potência e o ganho na banda base é de tensão. Quando os sinais I e Q chegam no conversor analógico digital (ADC), passam por filtros digitais para minimizar interferências. Uma configuração alternativa é baseada em ADCs com alta faixa dinâmica conforme mostra a figura 2. Todos os controles de ganho ficam nos blocos RF, LNA e RFA.

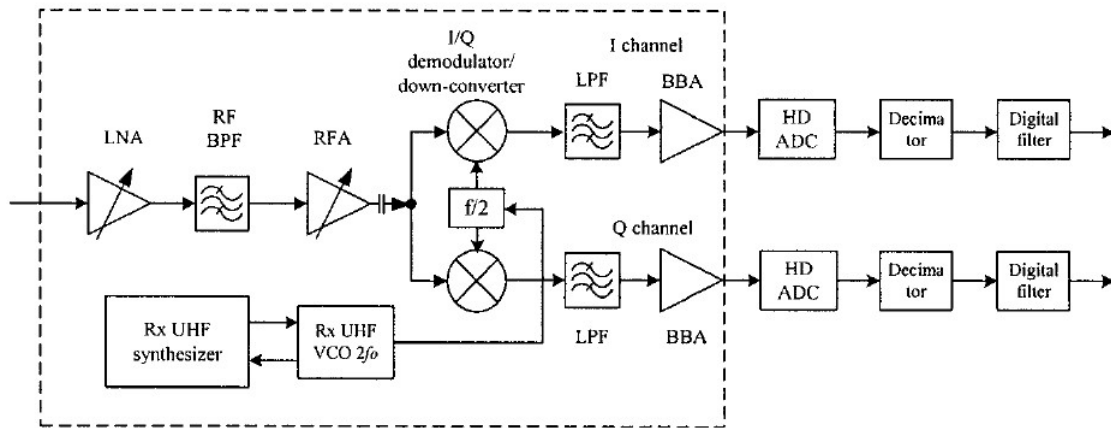


Figura 2 – Diagrama de blocos do transceptor Zero-IF com ADC dinâmico.

Fonte: (GU, 2006)

O DC offset é um sinal contínuo indesejado que surge nos outros blocos. Uma das causas do DC *Offset* no sistema é o vazamento do oscilador local para outros blocos devido à imperfeição no isolamento. O sinal do oscilador entrando pelo dois terminais de entrada do misturador gera uma componente DC. Outras causas são o vazamento que vem do transmissor para o receptor e interferências externas. O DC *Offset* pode ser removido com acoplamento CA e filtros passa alta no bloco banda base que distorcem o sinal útil, caso tenha uma densidade espectral de potência DEP concentrada em baixas frequências. Normas com maior banda passante, estratégias de múltiplas portadoras como OFDM previnem esse tipo de problema e criam regiões em baixas frequência com baixa DEP em baixa frequência. Outro problema para a configuração Zero-IF é a distorção de segunda ordem, que é causada por forte interferência externa e/ou interferência com sinais AM. Para minimizar este efeito é necessário um elevado IIP2. A sensibilidade ao descasamento entre os canais Q e I depende da esquema de modulação e protocolo do sistema. Pode ser compensado no domínio digital ou com controle de ganho por passo na banda base (GU, 2006).

2.2.2 A Norma LTE

A tecnologia LTE é de terceira geração e LTE-Advanced é de quarta geração e esta foi requerida para transmitir uma taxa de *downlink* de até 100 Mbps e 50 Mbps

de *uplink* no LTE. No LTE-Advanced pode-se transmitir taxas de até 1Gbps, porém essas taxas de dados só podem ser obtidas em condições ideais. Segundo (COX, 2014), a medida é realizada pela eficiência espectral que mede uma célula por largura de banda. De acordo com (COX, 2014), as especificações do LTE são organizadas em lançamentos que contêm um conjunto de características, que podem mudar com novos lançamentos. Os requerimentos mínimos estabelecidos são: taxa de *bits* de 144 kbps para ambientes veiculares, 384 kbps para ambientes de pedestres e 2 Mbps para ambientes fixos. A tabela 1 exibe as características numéricas do LTE. A arquitetura de transmissão de dados não é compatível com tecnologias 3G mais antigas mas são compatíveis com LTE-Advanced, por isso que em diversas fontes a LTE é considerada geração 3.5. Segundo (SAQIB, 2013), a arquitetura do LTE utiliza os nós eNodeB e s/P-GW. A função mais importante do eNodeB é na área de interface de rádio de transmissão e recepção com muitas restrições como: qualidade do *link*, prioridade e requisição de serviço. Segundo (ETSI_3RD_GENERATION_PARTNERSHIP_PROJECT, 2014), pelos requerimentos mínimos com a modulação QPSK, o rendimento deve ser igual ou maior que 95% da transferência máxima do canal medido. A sensibilidade de referência será definida com todas as componentes de portadoras *downlink*. Como uma multitude de bandas e taxas são possíveis, escolhemos um caso específico que gera parâmetros de NF e IIP3 com maior restrição. Essas especificações estão sumarizadas na tabela 1.

Características	LTE
Pico de taxa de transmissão <i>Down Link</i> (DL)	300Mbps
Pico de taxa de transmissão <i>Up Link</i> (UL)	75Mbps
Largura de banda de transmissão (DL)	20MHz
Largura de banda de transmissão (UL)	20MHz
Pico de eficiência de espectro (bps/Hz) <i>Down Link</i>	15
Pico de eficiência de espectro (bps/Hz) <i>Up Link</i>	3.75
Largura de banda escalável	Up to 20MHz
Mobilidade de baixa velocidade	(<15km/h)
Mobilidade de alto desempenho	(120km/h)
Mobilidade de manutenção de <i>links</i>	(350km/h)
Capacidade (usuários ativos por célula)	200 em 5MHz

Tabela 1 – Dados sobre o LTE.

Fonte: (SAQIB, 2013)

2.3 Condições Iniciais em Dimensionamento Sistêmico

Escolheu-se a norma LTE por ser uma tecnologia atual de terceira geração de telefonia móvel. A mesma possui diversas larguras de banda e esquemas de modulação que são determinadas de acordo com a condição do canal. A sensibilidade, definida pela norma,

varia de acordo com a taxa desejada. Nesse caso, a largura de canal (BW) determinada é de $BW=5\text{MHz}$. Pela figura 3, a modulação escolhida foi a QPSK e foram adotadas a taxa de transmissão de bits de $R_b=9\text{Mbps}$ e relação sinal-ruído de $SNR=2\text{dB}$.

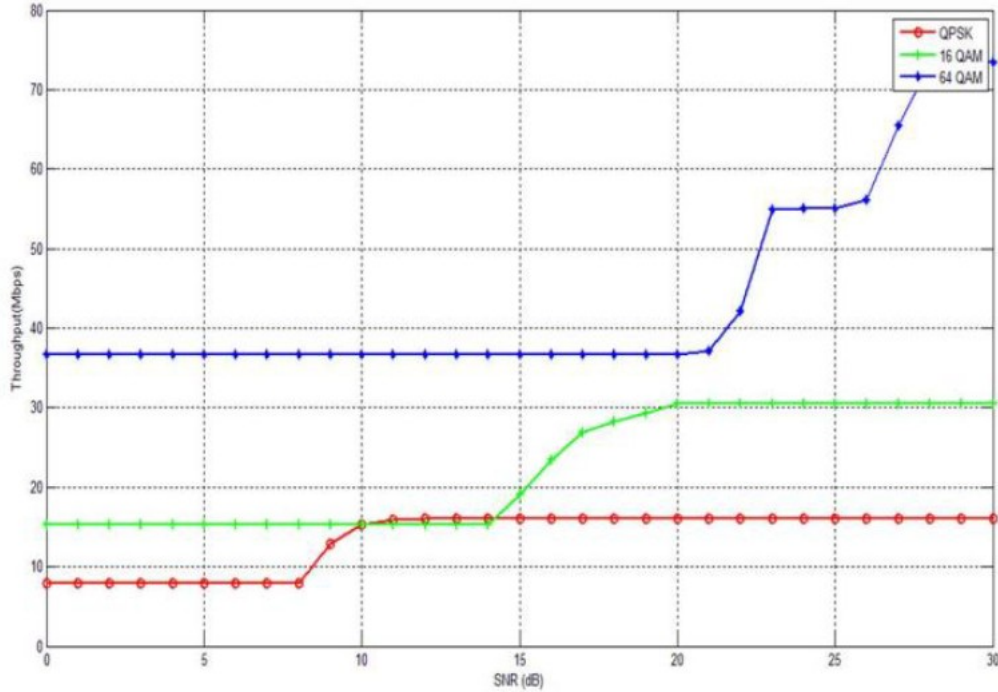


Figura 3 – Relação R_b com SNR na configuração *downlink* MIMO 2x2 com largura de banda 5MHz.

Fonte: (M.A.MOHAMED H.M.ABD-ELATTY, 2014)

Conforme (ETSI_3RD_GENERATION_PARTNERSHIP_PROJECT, 2014), a sensibilidade média em LTE para largura de banda de 5MHz é -98dBm , que também é a potência mínima do sinal de entrada para uma saída desejada. As condições de circuito são: impedância da antena é de 50Ω e a tensão pico a pico é de 1V e a densidade espectral de ruído é de -174dBm . Para o LTE, a margem entre a sensibilidade e o sinal desejado de IIP3 é de $M = 3\text{dB}$, portanto, o valor do sinal desejado é de -95dBm em presença de interferências de teste de ponto de intermodulação de interceptação de terceira ordem IIP3.

A figura 4 mostra a relação entre o SNR e o BER, esta figura mostra que a modulação QPSK tem a menor taxa de erro de bits e é a principal razão de ser a modulação escolhida.

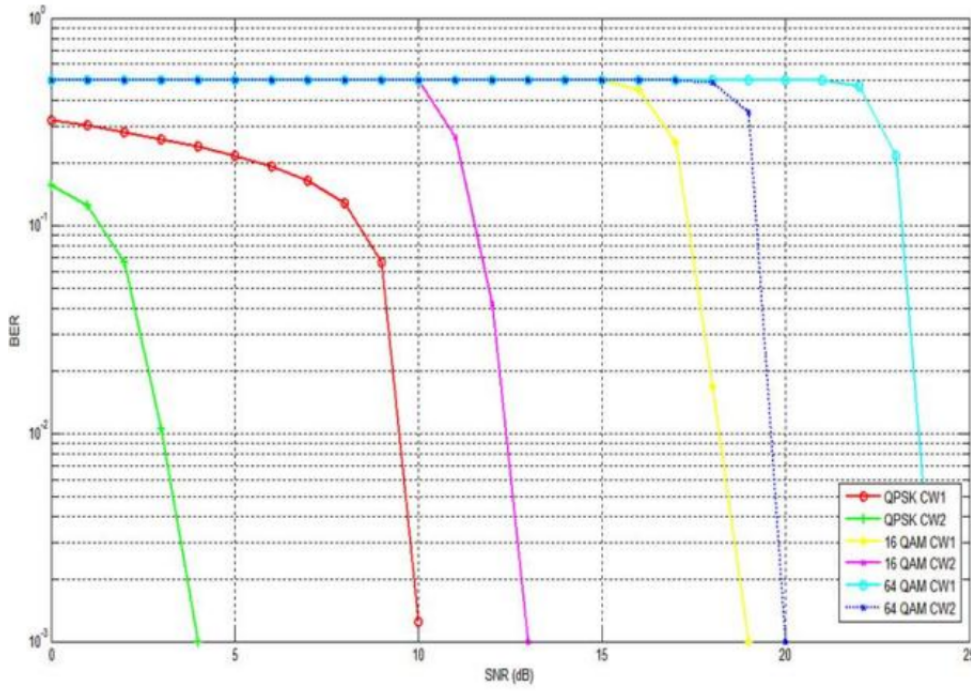


Figura 4 – Relação SNR com BER na configuração *downlink* MIMO 2x2 com largura de banda 5MHz.

Fonte: (M.A.MOHAMED H.M.ABD-ELATTY, 2014)

2.4 Método clássico do dimensionamento bloco a bloco

A figura de ruído em dB é definida como:

$$NF_{Rx} = 10 \cdot \log(f_{Rx}), \quad (2.6)$$

onde

$$f_{Rx} = \frac{(c/n)_i}{(c/n)_o} = \frac{ps/p_{Ni}}{(c/n)_o}. \quad (2.7)$$

A variável f_{Rx} é o fator de ruído, c/n é a relação de sinal sobre ruído, i para a entrada e o para saída de um bloco. A figura de ruído máxima permitida para um receptor é definida na equação 2.3. De acordo com (GU, 2006), para calcular a potência de cada estágio, assume-se que a impedância de entrada de cada bloco é perfeitamente casada com a impedância de saída do bloco anterior. A potência de ruído na saída de cada estágio é

$$p_{N_{Rx}} = f_{Rx} \cdot kT_o \cdot bw \cdot \prod_{j=1}^n g_j. \quad (2.8)$$

Conforme exibe a figura 5, g_j é o ganho de potência de cada bloco de circuito e f_n é o fator de ruído de cada estágio. A potência de ruído do restante dos estágios na saída

adicionada a saída do estágio n é:

$$p_{Ni} = (f_i - 1) \cdot kT_o \cdot bw \cdot \prod_{j=1}^n g_j, \quad (2.9)$$

e a soma total da potência de ruído é

$$p_{N_{Rx}} = f_1 \cdot kT_o \cdot bw + \sum_{i=2}^n (f_i - 1) \cdot kT_o \cdot bw \cdot \prod_{j=1}^n g_j. \quad (2.10)$$

O fator de ruído em cascata é calculado conforme a equação 2.10, conhecida como fórmula de Friis (GU, 2006)

$$f_{Rx} = f_1 + \sum_{i=2}^n \frac{(f_i - 1)}{\prod_{j=1}^{i-1} g_j}. \quad (2.11)$$

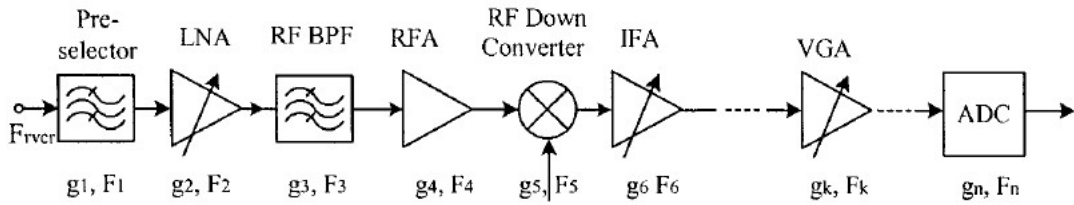


Figura 5 – Estágios do receptor

Fonte: (GU, 2006)

Conforme (GU, 2006), as características de intermodulação determinam a linearidade, cuja importância está no limite da amplificação possível do receptor. A distorção de intermodulação é criada por dois sinais de interferência que degradam o sinal desejado. Os sinais de interferência são dois tons em frequências f_1 e f_2 , respectivamente, cujas distâncias do sinal útil têm o mesmo valor da distância entre si. Os resultados são respectivamente $2f_1 - f_2$ e $2f_2 - f_1$, sendo que em uma dessas frequências se encontra o sinal útil. Os tons de interferência são distorções de terceira ordem. A figura 6 mostra a resposta do produto de intermodulação na ordem fundamental e na m -ésima ordem e a figura 7 mostra os dois tons resultados do produto de intermodulação de terceira ordem.

A resposta espúria de intermodulação também depende do ruído de fase do oscilador local e da figura de ruído do receptor, no entanto o ruído de fase não será considerado neste trabalho, pois teria que definir também um modelo do oscilador local, aumentando muito a complexidade para a demonstração do modelo. A complexidade adicionada não traria resultados muito diferentes para o estudo comparativo deste trabalho, uma vez que o impacto no consumo de se alterar o IIP3 de todos os blocos é mais significativo que o impacto no consumo de se alterar o ruído de fase da síntese de frequência. O produto de intermodulação é calculado da seguinte forma:

$$IM_{mi,k} = mP_{I_k} - (m - 1)IIP_{m,k}, \quad (2.12)$$

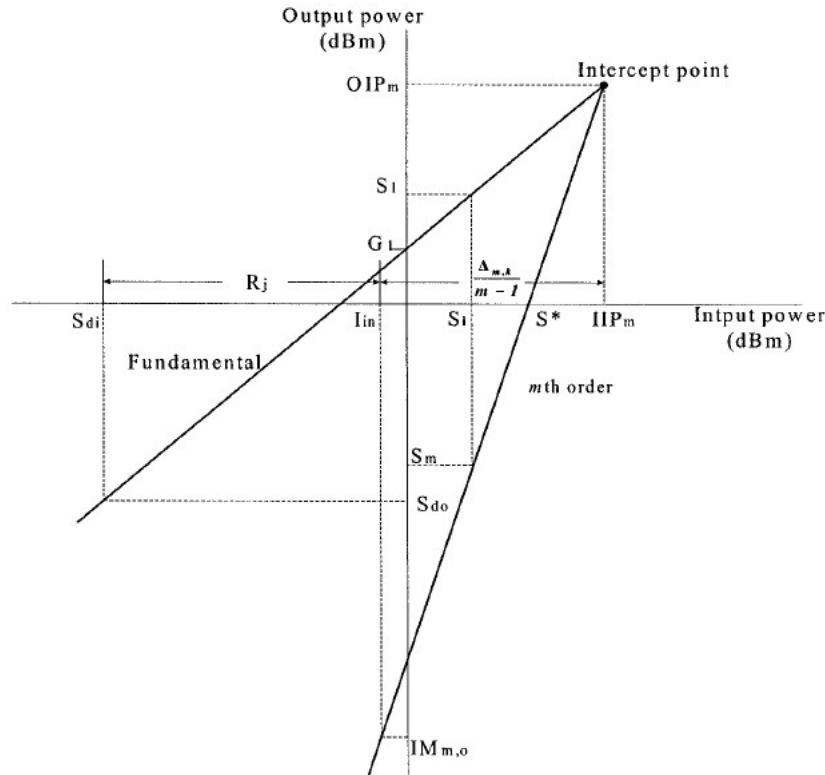


Figura 6 – Resposta do produto de intermodulação.

Fonte: (GU, 2006)

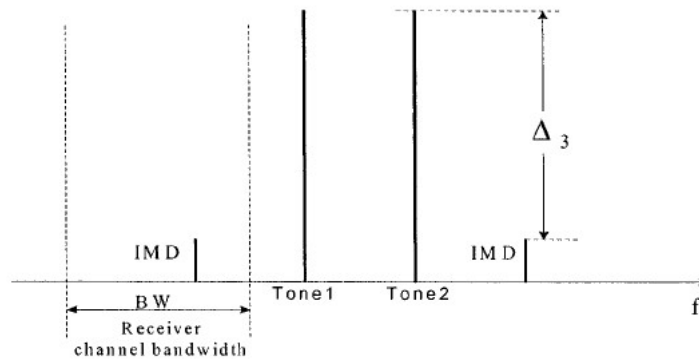


Figura 7 – Produto de intermodulação de terceira ordem.

Fonte: (GU, 2006)

onde m é a ordem de intercepção, k é um estágio do dispositivo onde se encontra o bloco de circuito e P_I é a potência do interferidor em dBm, e IIP3 é o ponto de intersecção de terceira ordem em dBm. Segundo (GU, 2006), a análise de desempenho pode começar com a máxima degradação permitida, que é definida como mínima relação sinal-ruído SNR_{min} de uma taxa de erro de dados subtraída do sinal desejado na entrada $P_s + M$. A equação

2.13 mostra a degradação máxima permitida,

$$D_{max,in} = P_s + M - SNR_{min}. \quad (2.13)$$

O ruído inerente do receptor, $P_{N_{rx}}$, também definido na equação 2.10, cuja outra definição é exibida na equação 2.14, reduz a degradação máxima permitida do sinal desejado na entrada

$$P_{N_{rx}} = NF_{Rx} + 10 \cdot \log(kTbw), \quad (2.14)$$

$$d_a = d_{max,in} - p_{N_{rx}}, \quad (2.15)$$

onde $d_{max,in}$ e $p_{N_{rx}}$ estão no domínio linear, em mW. d_a é a máxima distorção com ruído e $d_{max,in}$ é a máxima distorção não-linear na entrada considerando somente intermodulação de terceira ordem:

$$IIP_{3,min} = \frac{1}{2} [3I_{in,min} - 10 \log(10^{\frac{d_{max,in}}{10}} - 10^{\frac{p_{N_{rx}}}{10}})]. \quad (2.16)$$

A equação ?? calcula o valor de potência de iip3 (em mW) em cascata:

$$P_{iip3} = \frac{1}{\sum_{k=1}^n \frac{g_1 g_2 \dots g_{k-1}}{P_{iip3,k}}} = \frac{1}{\frac{1}{P_{iip3,1}} + \frac{g_1}{P_{iip3,2}} + \frac{g_1 g_2}{P_{iip3,3}} + \dots + \frac{g_1 g_2 \dots g_{n-1}}{P_{iip3,n}}} mW. \quad (2.17)$$

Pela equação de Friis 2.10, os blocos mais sensíveis ao ruído são os primeiros e pela equação da potência de ruído ??, os últimos blocos são mais sensíveis a distorção. A figura 8 mostra um esquema da influência do ruído e da distorção nos blocos.

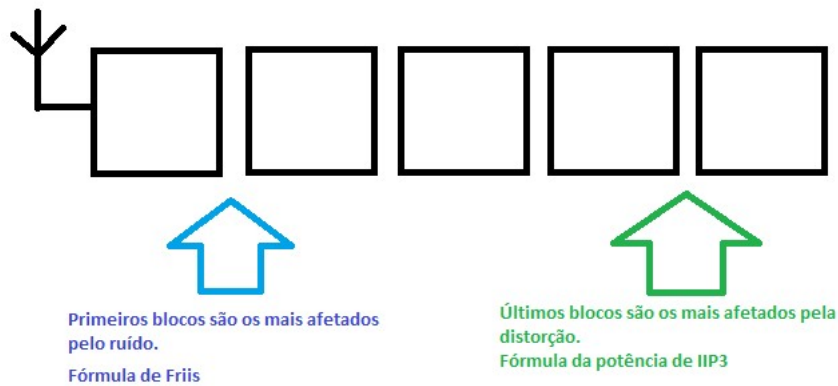


Figura 8 – Diagrama de blocos envolvendo distribuição de ruído e distorção.

A seletividade de um receptor é a capacidade de receber o sinal desejado no canal de frequência apropriado na presença de interferências.

O limite mínimo depende da sensibilidade e o limite máximo depende da linearidade. Existem situações na qual o receptor pode saturar devido à proximidade excessiva do transmissor. Para evitar o problema da saturação ou da baixa sensibilidade é necessário implementar um controle automático de ganho (AGC), cujo alcance deve ser maior que o alcance dinâmico.

2.5 Método das distribuições e degradação

A degradação da SNR é equivalente ao NF. A equação 2.18 mostra que a degradação snr é a relação de snr de entrada com a de saída (LOLIS, 2011):

$$snr_{deg-i} = \frac{snr_{in-i}}{snr_{out-i}}. \quad (2.18)$$

A degradação SNR total é obtida na equação 2.19, sendo que mar é a margem para o SNR requerido,

$$snr_{deg-tot} = \frac{P_s}{snr_{req} \cdot mar \cdot k \cdot T \cdot bw}, \quad (2.19)$$

Fonte: (LOLIS, 2011)

sendo essa um produtório de diversas degradações de SNR:

$$snr_{deg-tot} = \prod_{i=1}^M snr_{deg-i}. \quad (2.20)$$

Fonte: (LOLIS, 2011)

De acordo com (LOLIS, 2011), a generalização sobre a degradação de SNR permite a adição de ruídos e de distorções para o modelo. A figura 9 mostra o ruído e sua origem por todo o receptor. O ruído na saída é a soma do ruído de entrada em V^2 com os ruídos Pn_{bi} . γ_i é o fator de *aliasing*, que é calculado na equação 2.21. Onde Δn é a taxa de ruído de banda para fora da banda que depende do filtro *anti-aliasing* e do ganho pré-amostragem.

$$\gamma = 1 + \frac{2 \cdot BW_{noise} \cdot \Delta n}{f_s}. \quad (2.21)$$

A variável p_{n_i} é o ruído total na entrada de um bloco e é calculado através do ganho, distribuições de snr_{deg} e snr requerido:

$$p_{n_i} = \frac{p_s \cdot g_{max}^2}{\prod_{n=i+1}^M snr_{deg_n} \cdot \prod_{n=i+1}^M (g_{v_n})^2 \cdot snr_{req} \cdot mar}. \quad (2.22)$$

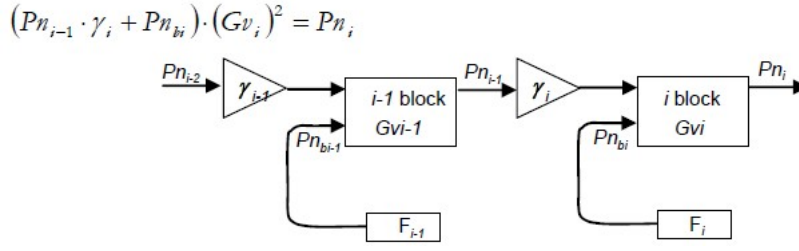


Figura 9 – Ruído do receptor

Fonte: (LOLIS, 2011)

Com os valores encontrados para $snr_{deg,i}$ e pn_i , encontramos o ruído gerado por um bloco pn_{bi} :

$$pn_{bi} = pn_{i-1} \cdot (snr_{deg,i} - \gamma_i), \quad (2.23)$$

Fonte: (LOLIS, 2011)

que por sua vez está associado ao fator de ruído do bloco F_{iZant} ,

$$f_{iZant} = \frac{pn_{bi}}{k \cdot T \cdot |z_{ant}| \cdot bw} + 1. \quad (2.24)$$

Na arquitetura zero-IF, no entanto, não haverá *aliasing* em nenhum bloco e o método de distribuição das degradações do SNR servirão para a otimização. Após o cálculo de pn_{bi} , inicia-se o teste e especificação de IIP3. A potência do sinal desejado é a relação de M_{dB} sobre a sensibilidade. Produtos de intermodulação degradam a margem adicional SNR criando uma nova distribuição de degradação,

$$s ndr_{deg-tot} = snr_{deg-tot} \cdot m = \prod_{i=1}^m s ndr_{deg_i}. \quad (2.25)$$

A figura 10 mostra o caminho do ruído e da distorção. Para um SNDR requerido, define-se pnd_i , que a potência total de ruído mais distorção na entrada de um bloco, para derivar o nível de distorção não-linear de pd_{bi} por bloco.

$$pd_{bi} = (gv_i)^2 \cdot (pnd_{i-1} \cdot (s ndr_{deg,i} - \gamma_i) - pn_{bi}). \quad (2.26)$$

Quando o pd_{bi} é definido, pode-se estimar as especificações de IIP3. Considerando dois interferidores na entrada do bloco e um produto de intermodulação IM_3 . A equação

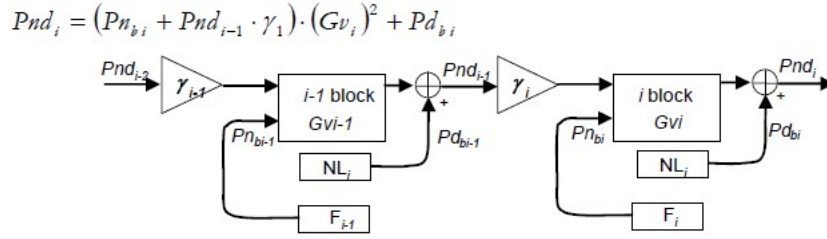


Figura 10 – Sistema de ruído e distorção em diagrama de blocos.

Fonte: (LOLIS, 2011)

2.27 mostra o IIP3 em dBm:

$$IIP3_i(dBm) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} |gv_i \cdot \frac{Int_{1i}^2 \cdot Int_{2i}}{\sqrt{pd_{bi}}} | \right) + 30 - 10 \cdot \log_{10}(|z_{ant}|) \quad (2.27)$$

$$Int_{1i} = Int_{1-0} \cdot \prod_{n=1}^i (gv_i \cdot \Delta int_{1i})^2 \quad (2.28)$$

$$Int_{2i} = Int_{2-0} \cdot \prod_{n=1}^i (gv_i \cdot \Delta int_{2i})^2. \quad (2.29)$$

No pior caso não há rejeição de interferência e Int_{1i} e Int_{2i} são iguais. Para blocos onde a linearidade é crítica em relação ao consumo de potência, o $SNDR_{deg}$ pode ser aumentado.

As equações 2.20 e 2.25 indicam a diferença entre o SNR e $SNDR$ da antena e da saída da parte analógica do receptor, esses parâmetros decaem a medida que passam pelos estágios. A norma estabelecida determina o quanto o SNR e o $SNDR$ podem degradar. A figura 11 mostra a diferença de SNR na entrada e na saída do receptor. O SNDR tem um comportamento semelhante.

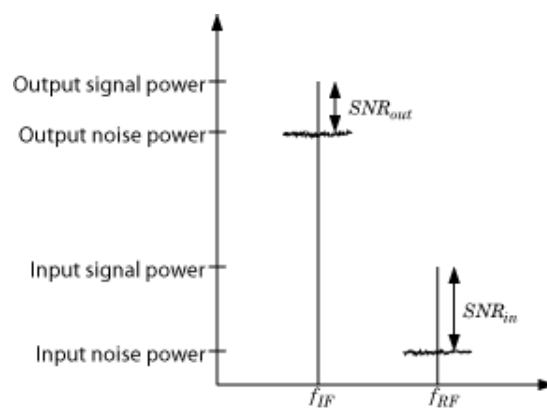


Figura 11 – Degradação da relação sinal-ruído.

Fonte: ([MATHWORKS](#), 2016)

3 Proposta de Otimização do Dimensionamento Sistêmico

3.1 Problema da otimização

Em sistemas de recepção de Rádio Frequência, existe um determinado desempenho mínimo que se deseja alcançar. Esse desempenho exigido está diretamente ligado à sensibilidade do receptor e sua robusteza na recepção em presença de interferências. Associado à sensibilidade está o ruído do receptor, cujo parâmetro dependente é a figura de ruído NF_{rx} , e seu valor máximo foi definido em (2.3). A figura de ruído total por sua vez depende da figura de ruído de cada bloco do receptor através da equação (2.11). Dependendo da distribuição de ganho e figura de ruído por block existem infinitas soluções que respeitam NF_{rx} de (2.3). Associada a linearidade está o parâmetro do $IIP3$, cujo o mínimo valor é definido em (2.16). O $IIP3$ do sistema depende da combinação em cascata dos $IIP3$ de cada bloco de acordo com (2.17). Dessa forma, existem também infinitas combinações que respeitam o mínimo $IIP3$ de (2.16).

Encontrar a melhor solução das distribuições de ganho, figura de ruído e $IIP3$ de cada bloco que respeitam o mínimo desempenho, depende de algum parâmetro de otimização. Esse parâmetro de otimização que escolhemos é o consumo de potência total do receptor, que deve ser a menor possível. Dessa forma, a função objetivo cujo mínimo queremos encontrar é a potência total do receptor P_{Rx} :

$$P_{Rx} = \sum_{i=1}^n P_i, \quad (3.1)$$

onde P_i é o consumo individual do bloco. A função objetivo se relaciona com as restrições em ganho, ruído e linearidade pois o consumo individual depende desses parâmetros de desempenho de cada bloco:

$$P_i = f(NF_i, IIP3_i, G_i, fc_i), \quad (3.2)$$

onde fc_i é a frequência de operação do bloco. Fara facilitar os cálculos da associação em cascata desses parâmetros de desempenho, a sessão 2.5 propõe calcular os parâmetros individuais de NF_i , $IIP3_i$, G_i , passando por distribuições de degradação do SNR SNR_{degi} , distribuição do ganho G_i e a diferença entre a degração do SNDR e do SNR, dada por λ_i . A distribuição desses parâmetros relaciona então o consumo individual e global do

receptor. Suas restrições são as equações (3.3), (3.4) e (3.5):

$$G_{m\acute{a}x} = \sum_{i=1}^n G_i = P_{iADC} - P_{im\acute{a}x} \quad (3.3)$$

$$SNR_{deg_{tot}} = NF_{rx} = \sum_{i=1}^n SNR_{deg_i} \quad (3.4)$$

$$\sum_{i=1}^n \lambda_i = \sum_{i=1}^n SNDR_{deg_i} - SNR_{deg_i} = M. \quad (3.5)$$

Essas três equações garantem o desempenho mínimo, mas não garante que os parâmetros encontrados estão de acordo com a realidade dos parâmetros alcançados na concepção de circuitos integrados, e é por isso que em adição às equações (3.3), (3.4) e (3.5) os valores individuais de NF_i , $IIP3_i$, G_i calculados à partir das distribuições, são comparados com limites mínimos e máximos, de acordo com o estado da arte. Esses limites são definidos Respeitando na tabela 5 (GU, 2006). Para a aplicação em LTE, o objetivo é obter o menor consumo de potência possível, respeitando o ganho máximo total do receptor de 70 dB, λ máximo de 3 dB e a degradação máxima do SNR de 7 dB.

3.2 Métodos de otimização

Quando um problema possui várias soluções, é necessário encontrar a solução ótima, visando o custo-benefício, com esse propósito existem os métodos de otimização. Os métodos tratados serão: linear, gradiente e heurístico. Todo método de otimização possui uma função objetivo. Segundo (RAO, 2009), a função objetivo é o critério que determina qual projeto é o mais otimizado quando é expressado como uma função multivariável.

3.2.1 Método Linear

Existem vários algoritmos de otimização linear, o método simplex e suas derivadas, método dual e dos pontos interiores. De acordo com (LUENBERGER; YE, 2008), o método linear é o mais natural para formular uma vasta gama de problemas e é caracterizado por funções lineares, função objetivo linear e restrições lineares.

3.2.2 Método Gradiente

O algoritmo busca, em uma região restrita, partindo de um vértice, o mínimo da função na primeira iteração da matriz A_q . A projeção do gradiente da matriz P_k é igual a identidade quando nenhuma restrição está ativa. A interpretação dos componentes do vetor d_k determina se o algoritmo calcula um novo passo, verifica se encontrou uma solução

ótima ou se é necessário reprojeter o gradiente. Em conformidade com (LUENBERGER; YE, 2008), o método de projeção de gradiente tem sua origem no método ordinário do descendente mais íngreme. O gradiente é projetado na superfície para definir a direção do movimento.

3.2.3 Método Heurístico

O método heurístico seleciona aleatoriamente uma parte da função e procura encontrar o valor mínimo. Pode ser determinístico ou estocástico, dependendo se há números aleatórios no algoritmo. Este método é usado nas situações de otimização global ou otimização combinatória.

Segundo (EVARISTO, 2014), na otimização global procura-se um mínimo local da função e um vetor que minimiza a função para todos os valores possíveis. Um dos critérios para determinar um ótimo local é a primeira derivada nula que indica se existe um extremo, e o sinal da segunda derivada determina se o extremo é um máximo ou mínimo. No entanto, não é possível identificar um mínimo global que pode ser satisfatório para a função. Na otimização combinatória, o espaço de estados é discreto, podendo ser finito ou somente enumerável.

3.2.4 Métodos de Otimização no MATLAB

Utilizou-se o MATLAB para implementar o método de otimização escolhido. Para a seleção do método é necessário identificar o tipo de função objetivo e os tipos de restrições. A tabela 2 lista os métodos de otimização disponíveis no MATLAB.

A presente função objetivo é do tipo suave não linear e tem-se as restrições de limite, portanto, os métodos apropriados são: `fminbnd`, `fseminf` e `fmincon`. Esses são métodos de otimização de gradiente. A `fminbnd` exige apenas um intervalo fixo determinado por valores escalares. A função objetivo do sistema receptor necessita de um método de otimização que não seja restrito a um intervalo específico. Isso é o que acontece com otimizações de gradiente, que podem cair em mínimos locais. Logo, o otimizador `fminbnd` não é o mais adequado. O `fseminf` se diferencia do `fmincon` por exigir uma região sub-infinita do espaço para encontrar os mínimos neste espaço. Também não é o mais indicado por não haver restrição de espaço semi-infinito na função objetivo. As únicas restrições na função objetivo são: limites mínimos e máximos na determinação dos parâmetros e limite na soma de certos elementos do vetor inicial x_0 . Portanto, o mais adequado método de otimização para obter a melhor eficiência do receptor é o `fmincon`. Ainda assim, para se evitar cair em um mínimo local, é necessário, testar aleatoriamente, diversos pontos de partida, e otimizar uma série de melhores candidatos dessa primeira tiragem aleatória.

Tipo de limite	Tipo de objetiva				
	Linear	Quadrática	Mínimos Quadrados	Não linear suave	Não suave
Nenhum	n/a	quadprog, Information	lscurvefit, lsqnonlin, Information	fminsearch, fminunc, Information	fminsearch
Fronteira	linprog, Information	quadprog, Information	lscurvefit, lsqlin, lsqnonlin, lsqnonneg, Information	fminbnd, fmincon, fseminf, Information	fminbnd
Linear	linprog, Information	quadprog, Information	lsqlin, Information	fmincon, fseminf, Information	*
Geral suave	fmincon, Information	fmincon, Information	fmincon, Information	fmincon, fseminf, Information	*
Discreto	intlinprog, Information	*	*	*	*

Tabela 2 – Tabela de métodos de otimização do MATLAB. Fonte: (MATHWORKS, 2016)

3.3 Processo de otimização

A estratégia de otimização adotada pode ser classificada como meta heurística, pois a função tem muitos ótimos locais e é preciso fazer tiragens aleatórias sobre a posição inicial. Depois dessas tiragens, se faz a otimização local utilizando uma otimização não linear com o algoritmo de pontos interiores, e esse processo se repete. A figura 12 mostra o processo de otimização em fluxograma. Inicialmente procurou-se os valores provindos da norma: P_s , a sensibilidade do sistema, BW, a banda passante do sinal útil para um caso específico de taxa de transmissão, BER a taxa de erro binária para a banda e a sensibilidade especificadas, P_I , a potência da interferência para teste de IIP3. Esses valores são obtidos para a norma LTE nas sessões 2.2.2 e 2.3. As condições de circuito são as variáveis P_{i-ADC} , a potência de entrada do ADC e z_{ant} , a impedância da antena. Determinou-se também as condições globais e suas restrições: NF_{total} , traduzida pela equação 3.4, $IIP3_{total}$, traduzido pela equação 3.5 e ganho total, definido na equação 3.3. Em seguida, gera-se distribuições aleatórias (já respeitando as restrições iniciais) de G_i , $SNR_{deg,i}$ e λ_i e calcula-se os parâmetros individuais de cada bloco.

Com os parâmetros individuais calculados, se avalia o consumo. Caso o mesmo total seja maior que o mínimo registrado até o momento, repetem-se o cálculo de desempenho, dos parâmetros individuais e a distribuição aleatória. Quando o consumo do sistema for menor, os valores de λ_i , G_i e $SNR_{deg,i}$ são gravados e acrescenta-se mais uma iteração. Quando o número de iterações alcançar um número determinado A , os parâmetros dos

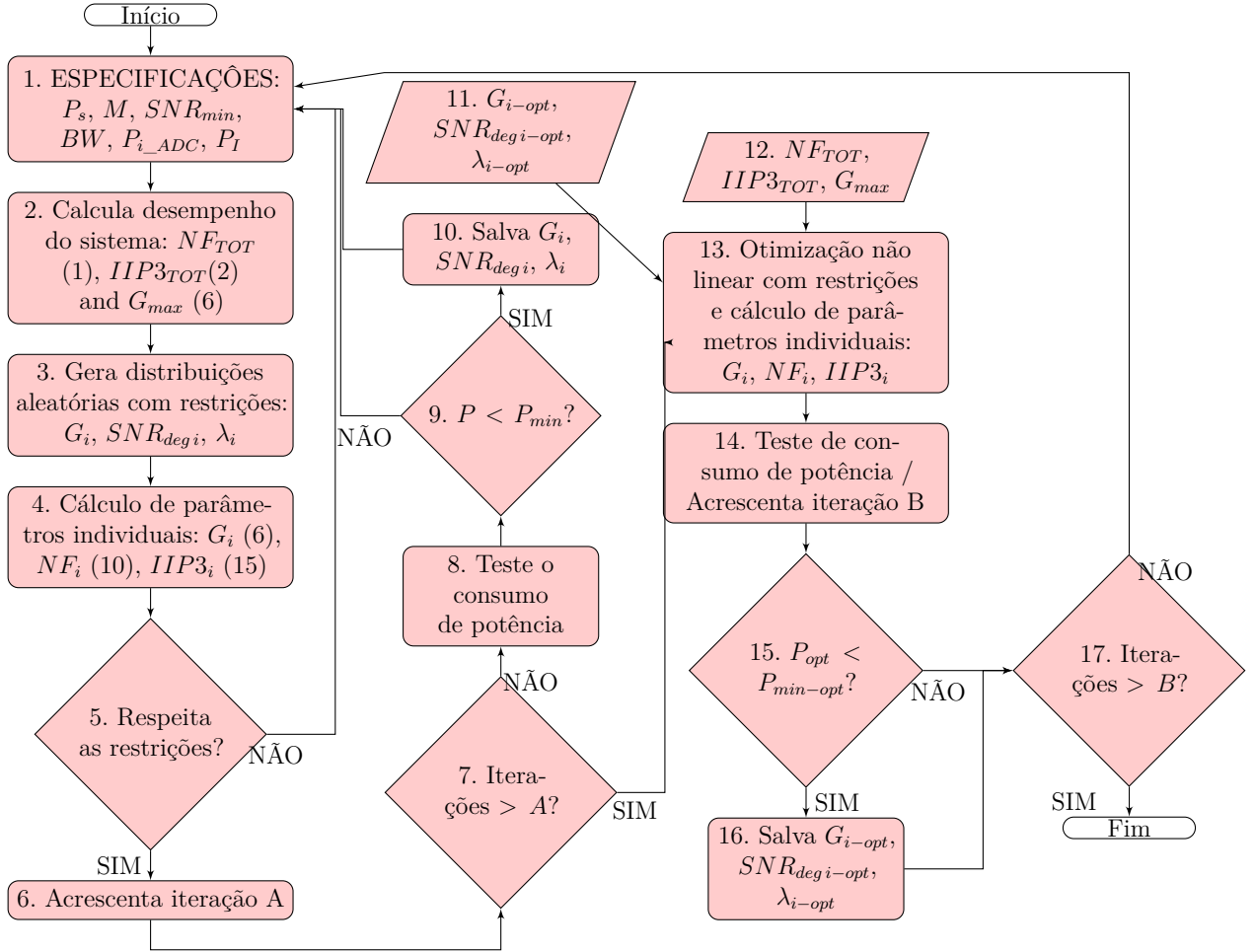


Figura 12 – Fluxograma do processo de otimização

Fonte: o autor

blocos do melhor candidato são aplicados em uma otimização não-linear, respeitando as restrições de distribuição e de parâmetros dos blocos, no bloco 13 é onde aplica-se a função *fmincon* e os *bounds* são aplicados nos blocos 2 e 12. Testa-se o consumo e acrescenta-se iteração de otimização *B*. A otimização mostra uma nova distribuição para a função objetivo até atingir um critério de parada. Essa tiragem aleatória e otimização local é repetida *B* vezes e se escolhe a menor.

3.4 Modelos de consumo

Modelos de consumo são necessários para testar o algoritmo otimizador. Foram utilizados dois modelos de consumo, o modelo 1 de (BREDELOW et al., 2001) e o modelo 2 de (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006). Realizaram-se as simulações com os modelos sem a otimização e depois com o método de otimização. O oscilador local influencia no consumo de potência porém não foi considerado nestas simulações pois aumentaria

muito a complexidade e o foco é comprovar o funcionamento do otimizador, que funciona da mesma forma com o oscilador local.

3.4.1 Modelo 1

O modelo 1 de (BREDERLOW et al., 2001) relaciona o consumo para os seguintes blocos: filtro RF, LNA, misturador, filtro banda base, VGA e conversor analógico-digital (figura 13). O consumo de potência do filtro RF foi considerado zero por ser um circuito passivo. O consumo de potência do LNA no modo linear é dado pela equação 3.6. Primeiro se define uma figura de mérito proporcional ao consumo e diversos parâmetros de desempenho. Depois, a modelagem consiste em fixar valores típicos para as FoMs, considerando constantes para determinada região de forma que o consumo é linearmente proporcional a estes valores:

$$p_{LNA} = \frac{g \cdot iip3 \cdot fc}{(f - 1) \cdot FoM_{LNA}}, \quad (3.6)$$

onde fc é a frequência de operação, g é o ganho de potência f é o fator de r. E a FoM é a chamada figura de mérito que liga esses parâmetros de desempenho ao consumo, depende da tecnologia, da topologia do bloco e da região de funcionamento do bloco, alto desempenho ou baixo consumo. O valor do FoM é fixado em uma faixa de valores de frequência e tecnologia. No presente caso, utilizou-se a figura de mérito (FoM) definida na própria referência para a tecnologia 130nm. A equação 3.6 também é aplicada para o consumo do *mixer*, filtro BB e VGA:

$$p_{mixer} = \frac{g \cdot iip3 \cdot fc}{(f - 1) \cdot FoM_{mixer}}, \quad (3.7)$$

$$p_{FiltroBB} = \frac{g \cdot iip3 \cdot fc}{(f - 1) \cdot FoM_{FiltroBB}}, \quad (3.8)$$

$$p_{VGA} = \frac{g \cdot iip3 \cdot fc}{(f - 1) \cdot FoM_{VGA}}. \quad (3.9)$$

Segundo (BREDERLOW et al., 2001), a figura de mérito do ADC é um parâmetro de um bloco de circuito que descreve a relação entre o alcance dinâmico e a corrente de alimentação, considera a não linearidade e pode variar com a tecnologia. O consumo de potência do ADC pode ser calculado pela equação 3.11. As figuras de mérito dos blocos bem como suas frequências de operação ou de amostragem estão compiladas na tabela 3 e a figura 14 mostra a relação entre as figuras de mérito e a tecnologia. ENOB é o número efetivo de bits cuja equação esta representada em 3.10, onde SINAD é o relação sinal-ruído

e distorção de baixa frequência. A tecnologia adotada para este trabalho foi a 130nm pois é a tecnologia empregada pelo grupo de pesquisa GICS.

$$ENOB = \frac{(SINAD - 1,76)}{6,02} \quad (3.10)$$

$$P_{ADC} = \frac{2 \cdot ENOB \cdot f_{adc}}{FoM_{ADC}}. \quad (3.11)$$



Figura 13 – Diagrama de blocos do modelo de consumo 1.

FoM	Technology node					
	130 nm	90 nm	65 nm	45 nm	32 nm	22 nm
FoM_{LNA} (GHz)	10	15	25	30-40	40-50	50-70
FoM_{VCO} $([1/J] \times 10^{22})$	5	6	7	8-9	10-11	12-14
FoM_{PA} $([W \times GHz^2] \times 10^4)$	6	12	24	40-50	80-90	100-130
FoM_{ADC} $([1/J] \times 10^{12})$	0.4	0.8	1.0-1.2	1.6-2.5	2.5-5.0	4-10

Figura 14 – Tabela da relação das figuras de mérito.

Fonte: (BREDELOW et al., 2001)

Bloco	FoM	fc ou fs
LNA	$10 \cdot 10^9 \text{ Hz}$	2,5 GHz
Mixer	$10 \cdot 10^9 \text{ Hz}$	100 MHz
Filtro BB	$10 \cdot 10^9 \text{ Hz}$	100 MHz
VGA	$10 \cdot 10^9 \text{ Hz}$	100 MHz
ADC	$10^{12} 1/J$	50 Msps

Tabela 3 – Figuras de Mérito para o consumo no modelo 1.

3.4.2 Modelo 2

O modelo proposto por (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006) não utiliza o ganho dos blocos nem figura de mérito e adota o coeficiente de potência. O filtro banda base e o VGA foram substituídos por um bloco de filtro ativo OTA-C, a principal diferença

deste modelo em relação ao modelo 1. A equação 3.12 mostra o consumo de potência para todos os blocos:

$$p_i = P_{Ci} \cdot \frac{V_{iip3i}^2}{(f - 1)kT \cdot 50}, \quad (3.12)$$

onde P_{Ci} é o coeficiente de consumo do bloco, V_{iip3i} é a tensão rms do ponto de intersecção de terceira ordem referenciado na entrada do bloco, f é o fator de ruído do bloco. Os coeficientes de potência obtidos em (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006) são apresentados na tabela 4. Veremos em seguida, que para comparar os dois modelos de consumo, iremos dividir o bloco OTA-C em um filtro BB de ganho 0dB e um VGA. Dessa forma iremos dividir os coeficientes de potência.

Bloco	P_C
LNA	$6,818^{-20}$
Mixer	$5,476^{-18}$
OTA-C	$9,595^{-18}$
Filtro BB	$9,595/2^{-18}$
VGA	$9,595/2^{-18}$

Tabela 4 – Coeficientes de potência

FONTE: (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006)

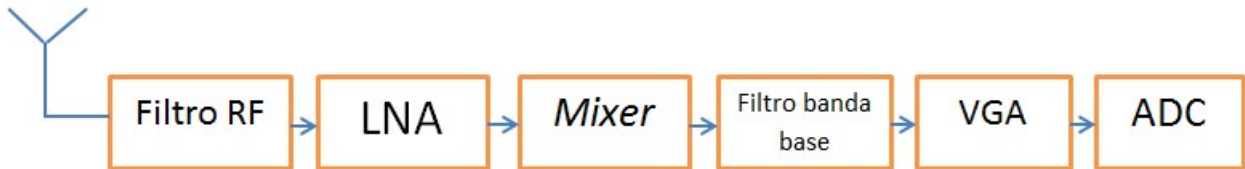


Figura 15 – Diagrama de blocos do modelo de consumo 2.

3.5 Restrições dos parâmetros individuais

Como previsto no método de otimização, a otimização não linear com restrições pode ter funções cujas variáveis de restrição são conectadas, mas não necessariamente às mesmas variáveis de otimização. Sobre as variáveis de otimização, SNR_{deg_i} , γ_i e G_i , temos as equações de restrição 3.3, 3.4 e 3.5, respectivamente. Em adição, temos os valores individuais dos parâmetros de desempenho dos blocos, que podem ter suas próprias restrições. O otimizador confronta a figura de ruído calculada na equação 2.24 e o IIP3 da equação 2.27 e o ganho para cada bloco com resultados de restrições, provindas de valores típicos dos blocos encontrados em (GU, 2006). As restrições estão apresentadas na tabela 5.

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC
G_{min} dB	-2	0	-5	0	0	0
G_{max} dB	25	20	0	0	40	0
NF_{min} dB	2	2	5	5	5	40
NF_{max} dB	2	10	20	60	60	70
$IIP3_{min}$ dBm	-	-20	-10	-5	-20	-5
$IIP3_{max}$ dBm	-	15	30	40	40	45

Tabela 5 – Restrições para os blocos do receptor

4 Aplicação do Método para Norma LTE em Arquitetura Zero-IF

4.1 Especificação do receptor LTE para diferentes distribuições de degradação e aplicando a otimização com o modelo 1

4.1.1 Distribuição uniforme para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e G

Inicialmente realizou-se a distribuição uniforme dos parâmetros SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e G , como mostra a tabela 6. Os ganhos do filtro RF, filtro BB e ADC são fixos em -2dB, 0dB e 0dB, respectivamente. Os outros parâmetros são resultados das simulações envolvendo cálculos de consumo de potência sem a implementação do método de otimização para obter o mínimo consumo. Criou-se um código em MATLAB para realizar as simulações e um algoritmo que estima o consumo de potência de cada bloco de circuito, além dos valores calculados de IIP3 e NF.

Nas figuras 16a e 16b, pode-se ver o aumento da potência do sinal, resultado de etapas amplificadoras e a redução da SNR e SNDR para até 2dB, mínimo especificado dentro desse modo de funcionamento. Na figura 17a, pode-se ver que os filtros RF e banda base não contribuem para o consumo do circuito. De acordo com o modelo de consumo 1, pouco foi exigido do ADC e pode ser que se tenha campo para otimização nessa direção, o que deverá ser verificado na otimização. Os blocos que mais contribuem para o consumo são o LNA e o *mixer*. Na figura 17b temos os parâmetros individuais dos blocos, evidenciando o aumento das NF e IIP3 à medida que se avança no receptor. Alguns desses valores ainda não respeitam as funções de restrições da tabela 5, como é o caso da NF do LNA. Uma grande linearidade é exigida do ADC, bem como do filtro BB.

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC	TOTAL
SNR_{deg}(dB)	2.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	7.00
λ(dB)	0.00	0.60	0.60	0.60	0.60	0.60	3.00
G(dB)	-2.00	23.30	23.30	0.00	23.30	0.00	67.90
NF(dB)	2.00	1.00	18.49	42.73	43.73	68.03	7.00
IIP3(dBm)	16.69	-14.84	10.36	33.30	32.68	41.75	-18.99
P(mW)	0.00	6.77	8.33	0.00	0.17	0.10	15.37

Tabela 6 – Parâmetros por bloco para a distribuição uniforme

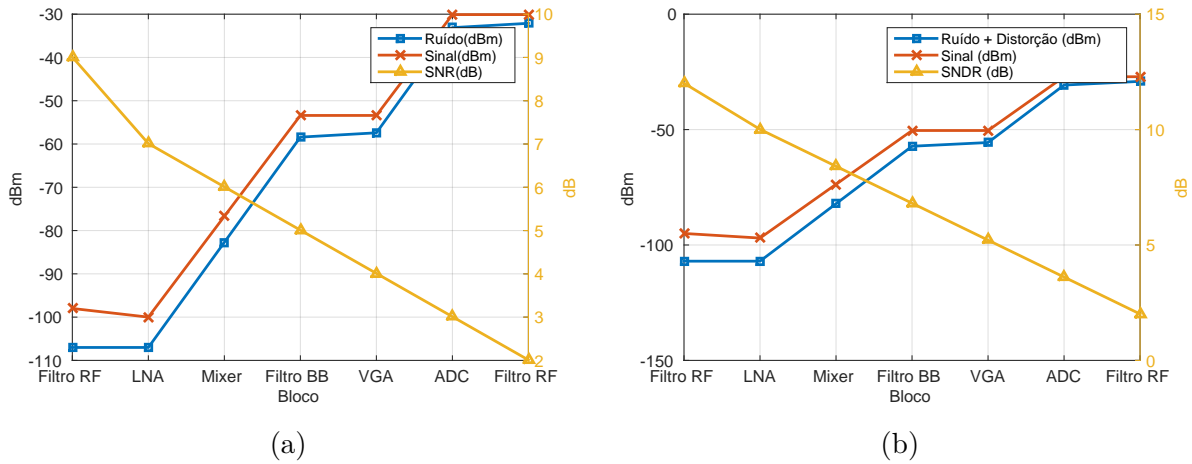


Figura 16 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para o teste de sensibilidade (a) e IIP3 (b).

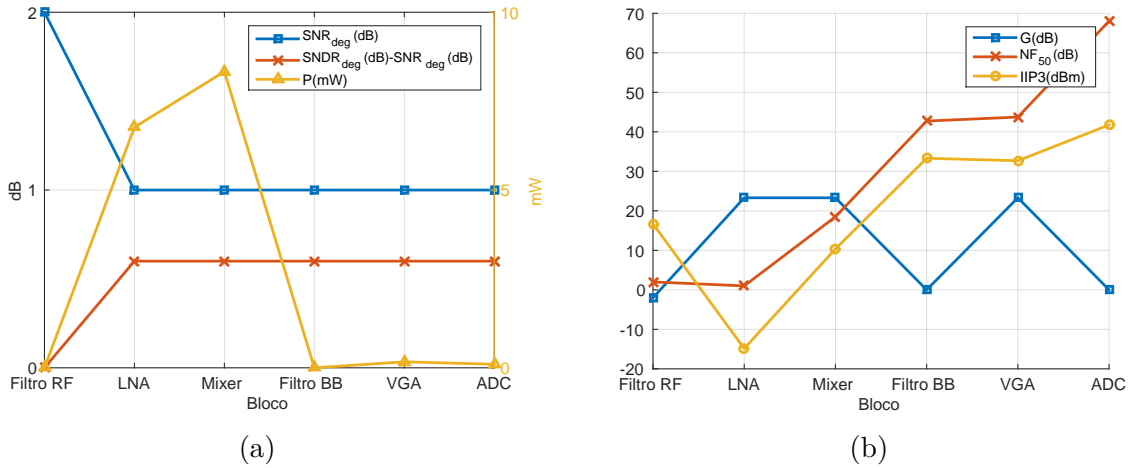


Figura 17 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.

4.1.2 Distribuição 1-X para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e uniforme para G

A próxima simulação realizada foi com distribuição do tipo $-ax + b$, onde o decaimento inicial foi de $-x$ e depois normalizado para o limite de degradação para ambas as distribuições do SNR_{deg} e $SNDR_{deg}$. Fisicamente o decaimento $-x$ significa mais ruído nos primeiros blocos e menos ruído nos últimos blocos. Este ajuste visa a redução de consumo respeitando o limite de ruído permitido pela norma. As figuras 18a e 18b mostram o decaimento do SNR e SNDR, respectivamente, além de mostrar o sinal útil e o ruído ou ruído mais distorção, mostrando o SNR final sendo respeitado nos casos de sensibilidade e teste de IIP3. A tabela 7 exhibe os parâmetros dos blocos e as degradações do SNR e SNDR bem como a potência estimada. Observa-se na figura 19a, que se comparada com a figura 17a que houve uma redução de consumo no LNA e no *mixer* e uma aumento no VGA. Os demais parâmetros permaneceram com pouca alteração. Pela baixa frequência de operação

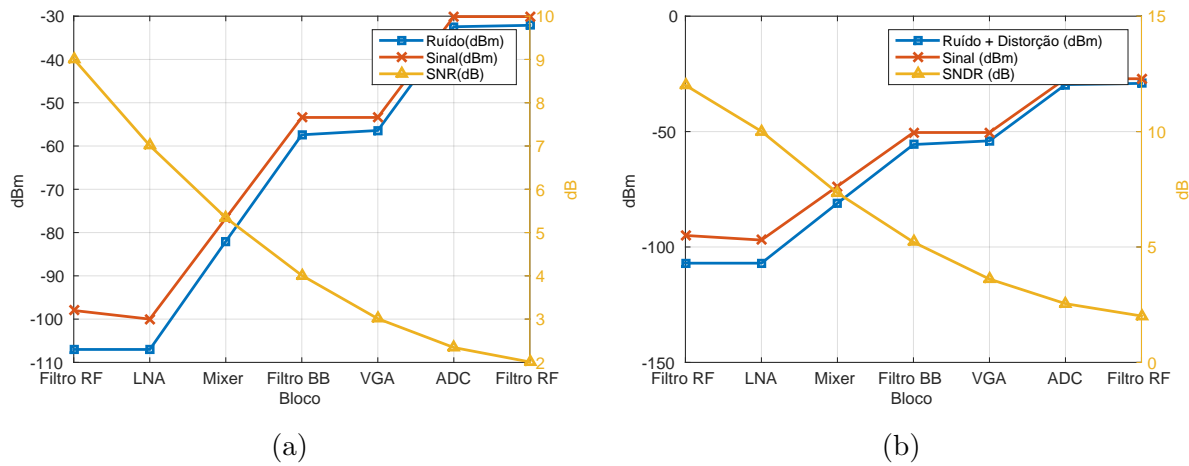


Figura 18 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para o teste de sensibilidade (a) e IIP3 (b).

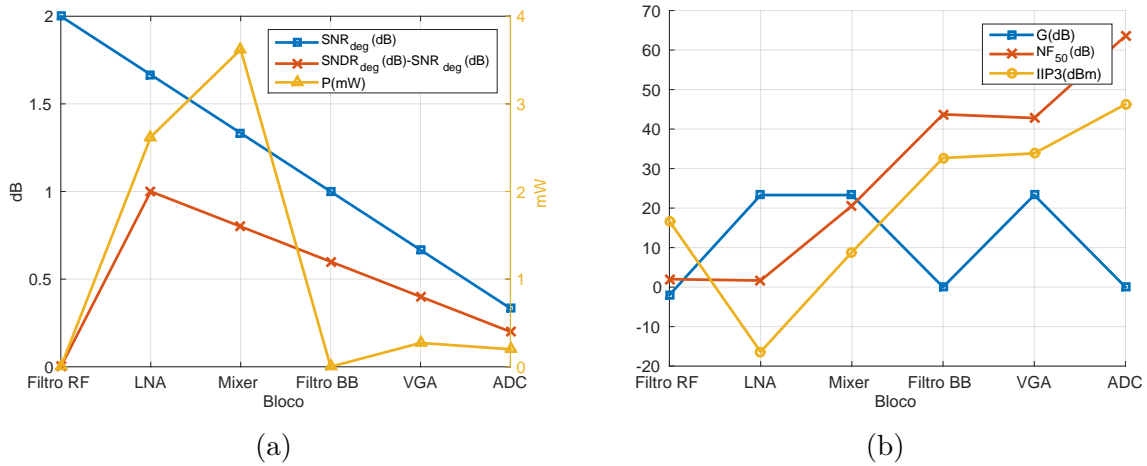


Figura 19 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.

do VGA, o aumento do desempenho exigido à esse bloco não se traduziu em um aumento sensível no consumo de potência global.

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC	TOTAL
$SNR_{deg}(dB)$	2.00	1.67	1.33	1.00	0.67	0.33	7.00
$\lambda(dB)$	0.00	1.00	0.80	0.60	0.40	0.20	3.00
$G(dB)$	-2.00	23.30	23.30	0.00	23.30	0.00	67.90
$NF(dB)$	2.00	1.67	20.56	43.73	42.80	63.59	7.00
$IIP3(dBm)$	16.69	-16.39	8.83	32.68	33.84	46.27	-18.99
$P(mW)$	0.00	2.62	3.62	0.00	0.27	0.20	6.72

Tabela 7 – Parâmetros por bloco para a distribuição 1-X para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e uniforme para G

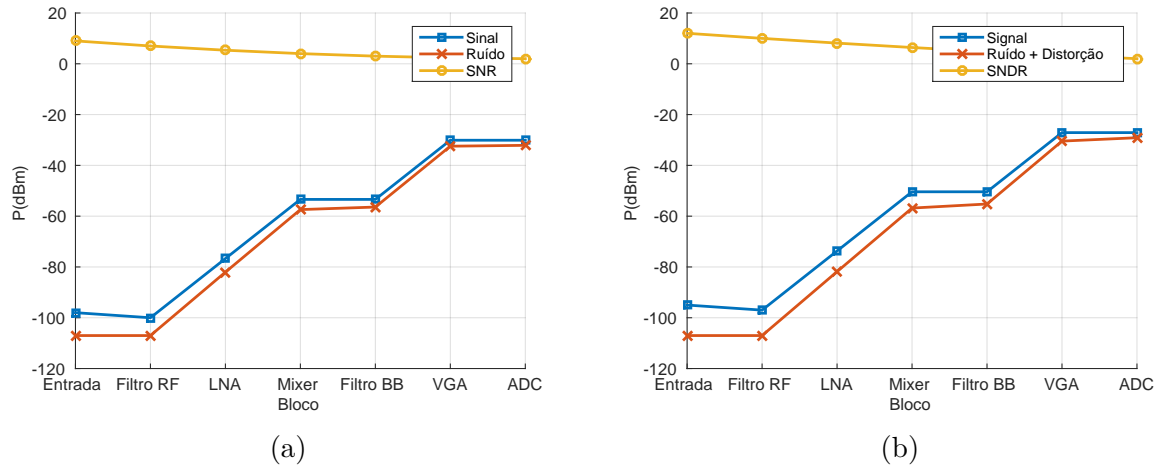


Figura 20 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.

4.1.3 Distribuição 1-X para SNR_{deg} , X para $SNDR_{deg}$ e uniforme para G

Considerando que, classicamente, os primeiros blocos precisam ter menor ruído e os últimos blocos precisam de maior linearidade, essa distribuição visa aliviar os parâmetros de ruído dos primeiros blocos e de linearidade dos últimos blocos.

As degradações do SNR e SNDR, bem como a evolução do sinal, do ruído e do ruído mais distorção, se encontram nas figuras 20a e 20b, validando o SNR final requisitado. Essa estratégia se mostrou pouco eficiente se comparada a distribuição anterior. Podemos, na verdade, observar na tabela 8 um aumento de consumo se comparada à distribuição anterior. Na figura 21a, esta distribuição possui um consumo de potência menor do que da distribuição da figura 17a, mas não melhor que o da distribuição anterior da figura 19a. Isso aconteceu devido às potências do LNA e do *mixer* que aumentaram novamente. O receptor não tirou proveito, de uma forma global, do fato que o IIP3 do VGA pode ser reduzido, que apesar de ter sua potência reduzida novamente, não influenciou no consumo global. Comparando as três tabelas, percebe-se que o menor consumo de potência é da distribuição 1 – x para SNR_{deg} e $SNDR_{deg}$ e uniforme para o ganho.

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC	TOTAL
$SNR_{deg}(dB)$	2.00	1.67	1.33	1.00	0.67	0.33	7.00
$lambda(dB)$	0.00	0.20	0.40	0.60	0.80	1.00	3.00
$G(dB)$	-2.00	23.30	23.30	0.00	23.30	0.00	67.90
$NF(dB)$	2.00	1.67	20.56	43.73	42.80	63.59	7.00
$IIP3(dBm)$	16.69	-12.69	10.32	32.66	31.93	41.23	-18.99
$P(mW)$	0.00	6.15	5.11	0.00	0.17	0.20	11.64

Tabela 8 – Parâmetros por bloco para a distribuição 1-X para SNR_{deg} , X para $SNDR_{deg}$ e uniforme para G .

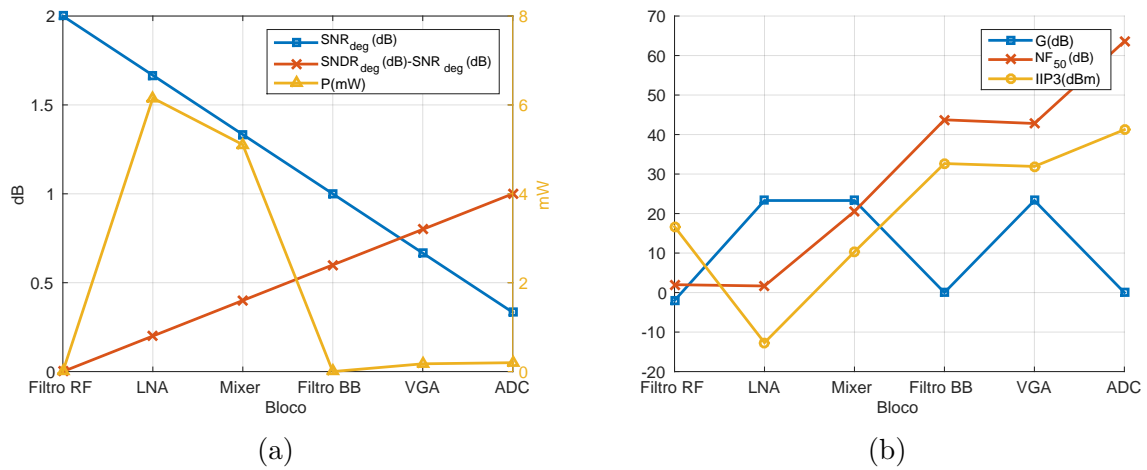


Figura 21 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.

4.1.4 Otimização para o modelo de consumo 1

O que se pode observar da análise anterior, é que existe uma multitude de parâmetros e situações que levariam a um consumo mais otimizado, e que esse processo pode ser iterativo, ou por método de otimização. Uma vez definidos limites realistas para os parâmetros dos blocos, existem ainda diversas soluções que podem chegar a mais ou menos consumo. Dessa motivação criou-se um sistema de otimização dessas distribuições.

Para a otimização foi utilizada a função $fmincon$ do MATLAB pelas razões relatadas na seção 3.2.4. O consumo foi a função objetivo a minimizar, as restrições definidas em "bounds" os valores máximos definidos nas equações (3.3), (3.4) e (3.5). Dentro das funções de restrições que o otimizador não linear recebe, também foram definidos limites locais de NF_i , $IIP3_i$, G_i respeitando na tabela 5. Para isso a função de restrição precisa dos valores de SNR_{degi} , G_i e λ_i da iteração candidata à solução para então calcular NF_i , $IIP3_i$, G_i dentro da função de restrição.

Para combinar a função $fmincon$ e candidatos iniciais aleatórios, evitando cair em um mínimo local, foi seguido o fluxograma da figura 12. A tabela 9 mostra o resultado da simulação otimizada. As figuras 22a e 22b mostram que o SNR e SNDR finais foram devidamente respeitados nessa configuração otimizada. A distribuição ótima reduziu o ganho total e jogou as restrições para o lado do ADC, que passaria a ter uma maior faixa dinâmica, as restrições de NF e IIP3 do LNA finalmente foram respeitadas. O modelo de consumo 1 demonstrou essa possibilidade, o que podemos observar na figura 23a. Essa configuração nivelou a linearidade dos três últimos blocos (figura 23b), bem como relaxou especificações de ruído para os primeiros blocos. O resultado é um consumo 83% menor comparado a média obtida na seção 4.1.2. As degradações de SNR e SNDR ficam mais evidentes para os blocos LNA, *mixer* e VGA.

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC	TOTAL
$\text{SNR}_{\text{deg}}(\text{dB})$	2.00	2.47	1.23	0.16	0.75	0.28	6.88
$\lambda(\text{dB})$	0.00	0.90	1.23	0.20	0.41	0.15	3.00
$G(\text{dB})$	-2.00	19.16	16.66	0.00	25.55	0.00	59.38
$\text{NF}(\text{dB})$	2.00	2.47	16.88	25.30	32.42	54.15	6.88
$\text{IIP3}(\text{dBm})$	16.69	-16.53	3.03	27.43	22.88	38.83	-19.05
$P(\text{mW})$	0.00	0.60	0.49	0.02	0.40	0.40	1.90

Tabela 9 – Parâmetros por bloco para a distribuição otimizado.

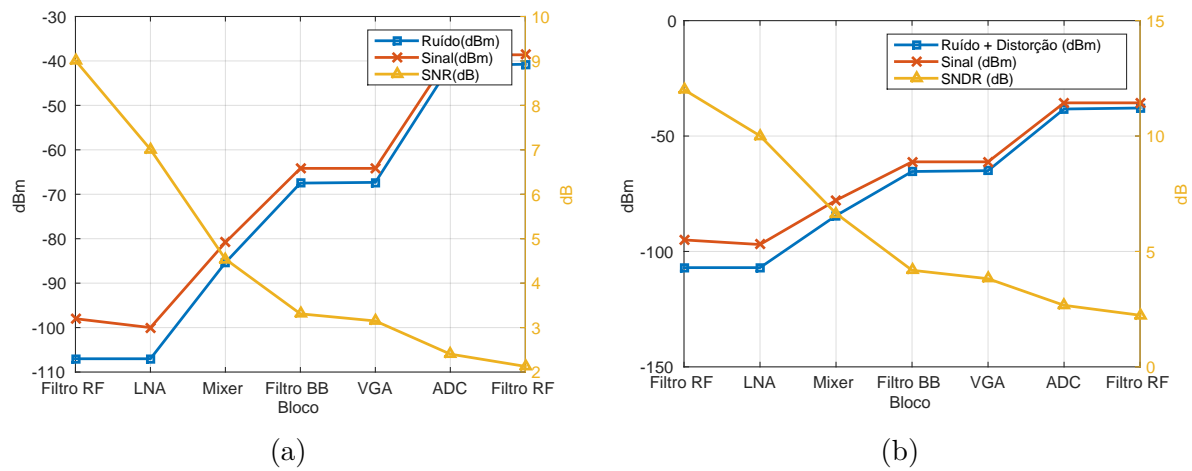


Figura 22 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.

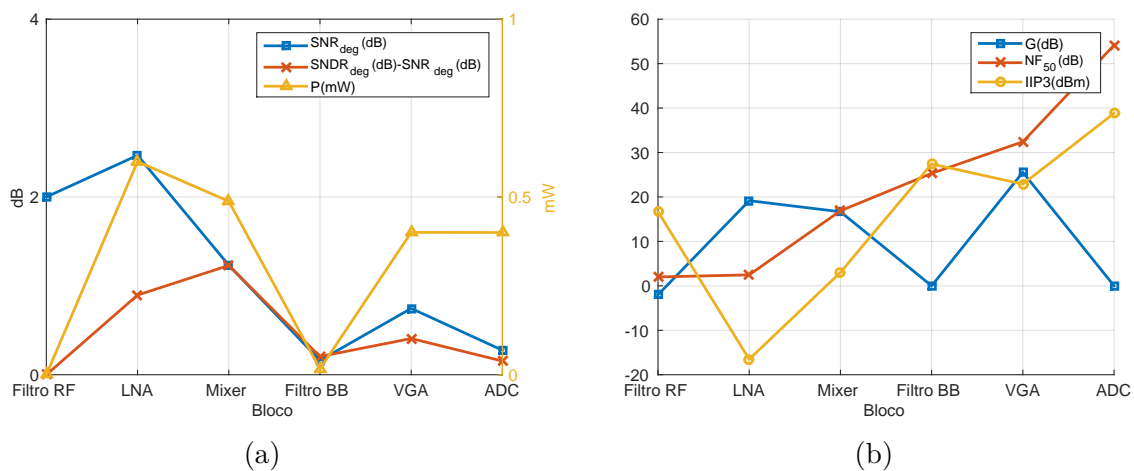


Figura 23 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.

4.2 Especificação do receptor LTE para diferentes distribuições de degradação e aplicando a otimização com o modelo 2

Após a simulação com o modelo 1, implementou-se o modelo 2, proposto por (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006), para avaliação de consumo. Esse modelo, de certa forma, onera os blocos misturador e filtro banda base, pois parece extremamente pessimista se comparado aos modelos dos blocos. Considerou-se o filtro OTA-C como a soma do filtro BB e VGA sendo que OTA-C é um filtro ativo portanto tem amplificação de sinal. De qualquer maneira, a ideia aqui é mostrar que com diferentes modelos de consumo, a otimização irá atuar para reduzir o consumo global. Esse caso se mostra interessante pois irá forçar a redução do consumo de justamente esses dois blocos. Como não havia ADC nesse modelo de consumo, foi adotado o mesmo do modelo 1 para esse bloco.

4.2.1 Distribuição uniforme para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e G com o modelo 2

Seguindo a sequência da seção anterior, aplicamos uma distribuição uniforme para o SNRdeg e o SNDRdeg. Podemos observar a conformidade do SNR final nas figuras 24a e 24b. A tabela 10 contém os parâmetros dos blocos e a estimativa de consumo. Praticamente todo o consumo vem do *mixer* e do filtro BB + VGA (figura 25a). Como a mesma distribuição foi aplicada, em termos de desempenho a figura 25 é idêntica aquela apresentada na figura 17.

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC	TOTAL
SNR_{deg}(dB)	2.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	7.00
SNDR_{deg}(dB)	0.00	0.60	0.60	0.60	0.60	0.60	3.00
G(dB)	-2.00	23.30	23.30	0.00	23.30	0.00	67.90
NF(dB)	2.00	1.00	18.49	42.73	43.73	68.03	7.00
IIP3(dBm)	16.69	-14.84	10.36	33.30	32.68	41.75	-18.99
P(mW)	0.00	2.16	213.18	136.71	93.96	1.60	447.60

Tabela 10 – Parâmetros por bloco para a distribuição uniforme

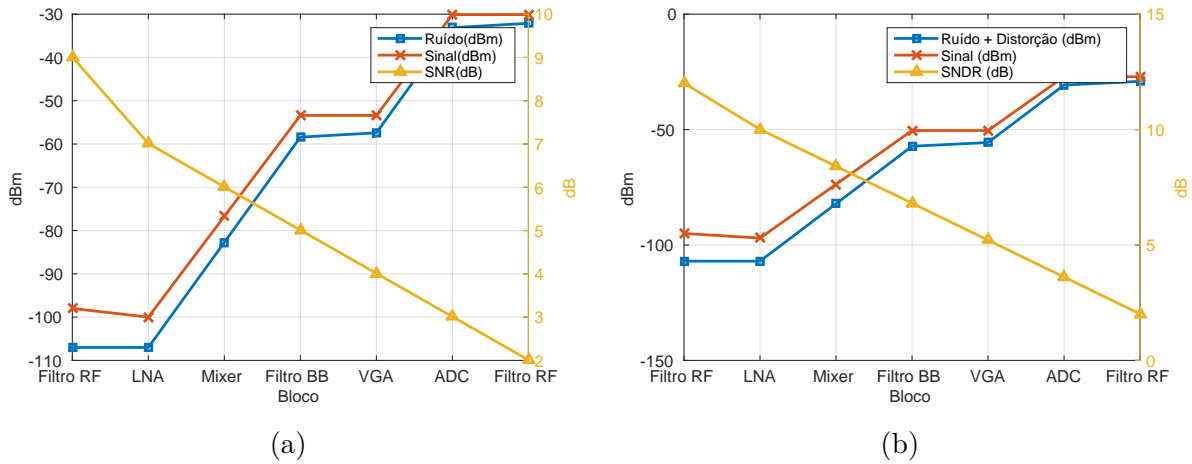


Figura 24 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.

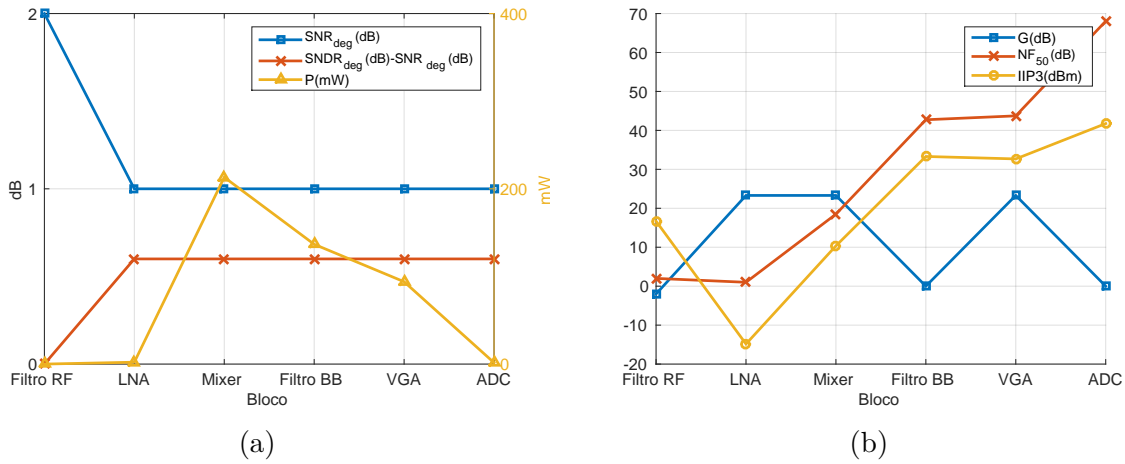


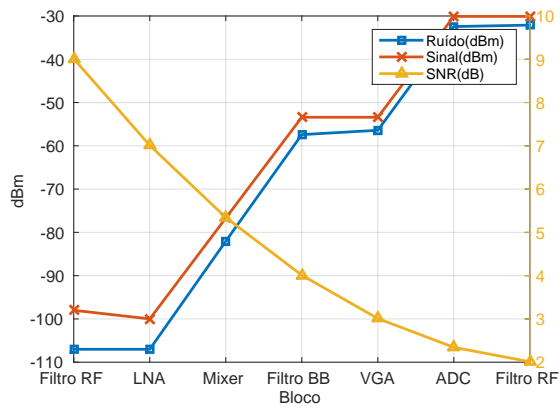
Figura 25 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.

4.2.2 Distribuição 1-X para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e uniforme para G com o modelo 2

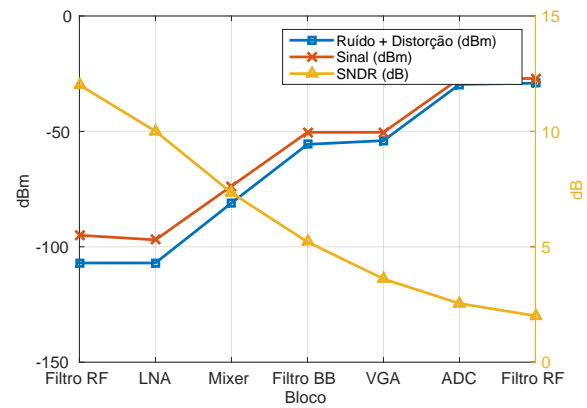
A tabela 11 e as figuras 26a até 27b mostram o resultado da simulação com as presentes configurações. As mesmas configurações de distribuição de degradação do modelo 1 foram implementadas no modelo 2 para observar e comparar os comportamentos dos modelos de consumo. A distribuição 1-x de ruído causou uma redução do consumo tanto no modelo 1 quanto no modelo 2. Apesar do VGA ser o bloco que passou a ter o maior consumo, seu aumento não foi suficiente para que no global, o consumo do receptor aumentasse.

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC	TOTAL
$SNR_{deg}(dB)$	2.00	1.67	1.33	1.00	0.67	0.33	7.00
$SNDR_{deg}(dB)$	0.00	1.00	0.80	0.60	0.40	0.20	3.00
$G(dB)$	-2.00	23.30	23.30	0.00	23.30	0.00	67.90
$NF(dB)$	2.00	1.67	20.56	43.73	42.80	63.59	7.00
$IIP3(dBm)$	16.69	-16.39	8.83	32.68	33.84	46.27	-18.99
$P(mW)$	0.00	0.84	92.65	93.96	152.24	1.60	341.29

Tabela 11 – Parâmetros por bloco para a distribuição 1-X para SNR_{deg} , $SNDR_{deg}$ e uniforme para G

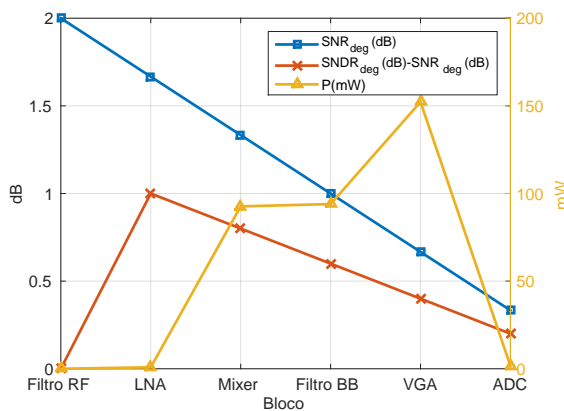


(a)

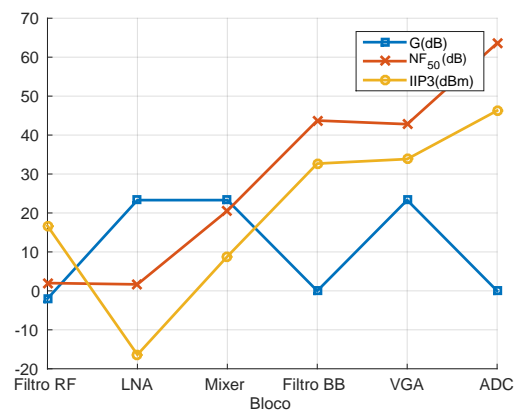


(b)

Figura 26 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.



(a)



(b)

Figura 27 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.

4.2.3 Distribuição 1-X para SNR_{deg} , X para $SNDR_{deg}$ e uniforme para G com o modelo 2

A tabela 12 e as figuras 28a a 29b mostram o resultado da simulação. Ao contrário do modelo 1, esse caso reduziu ainda mais o consumo. Devido ao aumento da linearidade do *mixer*, esse passou a ser o bloco de maior demanda de potência. Isso é consequência de se escolher uma distribuição pré estabelecida, mesmo que ela respeite o mínimo da norma. Dessa forma retrabalhar essas distribuições, focando na redução do consumo, é o produto da otimização que propomos.

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC	TOTAL
$SNR_{deg}(dB)$	2.00	1.67	1.33	1.00	0.67	0.33	7.00
$SNDR_{deg}(dB)$	0.00	0.20	0.40	0.60	0.80	1.00	3.00
$G(dB)$	-2.00	23.30	23.30	0.00	23.30	0.00	67.90
NF(dB)	2.00	1.67	20.56	43.73	42.80	63.59	7.00
IIP3(dBm)	16.69	-12.69	10.32	32.66	31.93	41.23	-18.99
P(mW)	0.00	1.96	130.64	93.60	98.05	1.60	325.86

Tabela 12 – Parâmetros por bloco para a distribuição 1-X para SNR_{deg} , X para $SNDR_{deg}$ e uniforme para G .

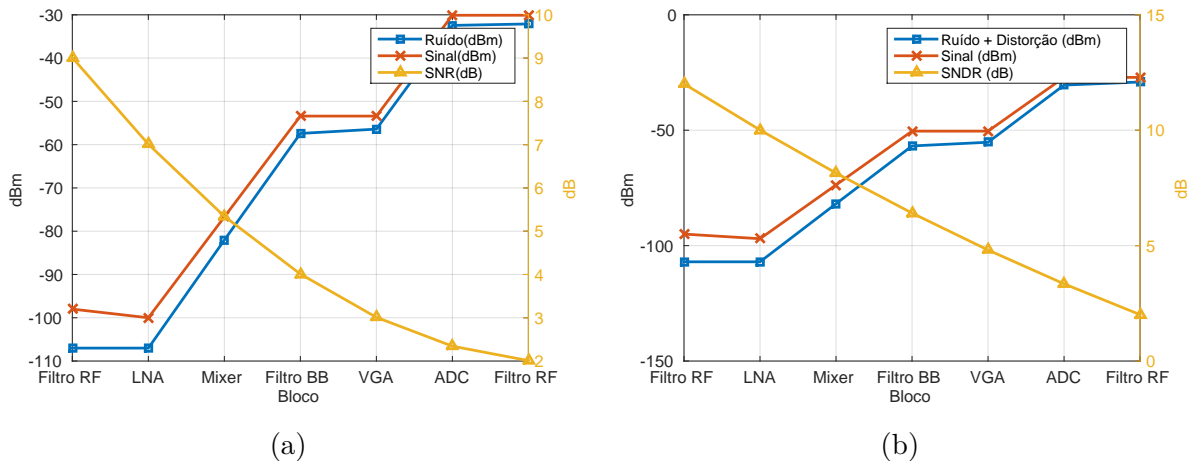


Figura 28 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.

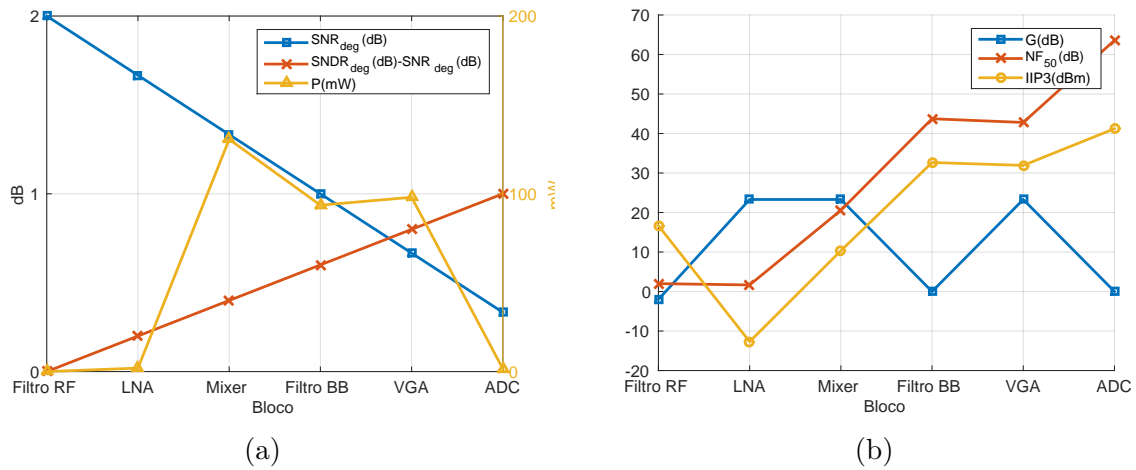


Figura 29 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.

4.2.4 Otimização para o modelo de consumo 2

A tabela 13 e as figuras 32 e 31 mostram o resultado da simulação onde aplica-se a otimização com o modelo de consumo proposto por (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006). Observamos, primeiramente, nas figuras 30a e 30b, que o SNR mínimo foi respeitado nos testes de sensibilidade e IIP3 para a solução otimizada, respectivamente. Ainda que o consumo continue concentrado nos blocos *mixer* e filtro OTA, o otimizador apontou um considerado ganho no LNA para aliviar as especificações de ruído do *mixer* e do filtro BB + VGA (figura 31b). O resultado para esse modelo foi um consumo 48% menor em comparação com a média dos consumos mostrados nas seções anteriores.

	Filtro RF	LNA	Mixer	Filtro BB	VGA	ADC	TOTAL
$\text{SNR}_{\text{deg}}(\text{dB})$	2.00	2.00	1.26	0.94	0.78	0.02	7.00
$\text{SNDR}_{\text{deg}}(\text{dB})$	0.00	0.01	0.76	1.12	1.07	0.03	3.00
$G(\text{dB})$	-2.00	20.37	18.59	0.00	19.72	0.00	56.69
$\text{NF}(\text{dB})$	2.00	2.00	17.72	36.07	36.09	40.11	7.00
$\text{IIP3}(\text{dBm})$	16.69	-6.46	4.24	23.00	23.02	44.89	-19.00
$P(\text{mW})$	0.00	6.58	62.35	59.18	59.04	3.20	190.35

Tabela 13 – Parâmetros por bloco para a distribuição otimizado com o novo modelo de consumo.

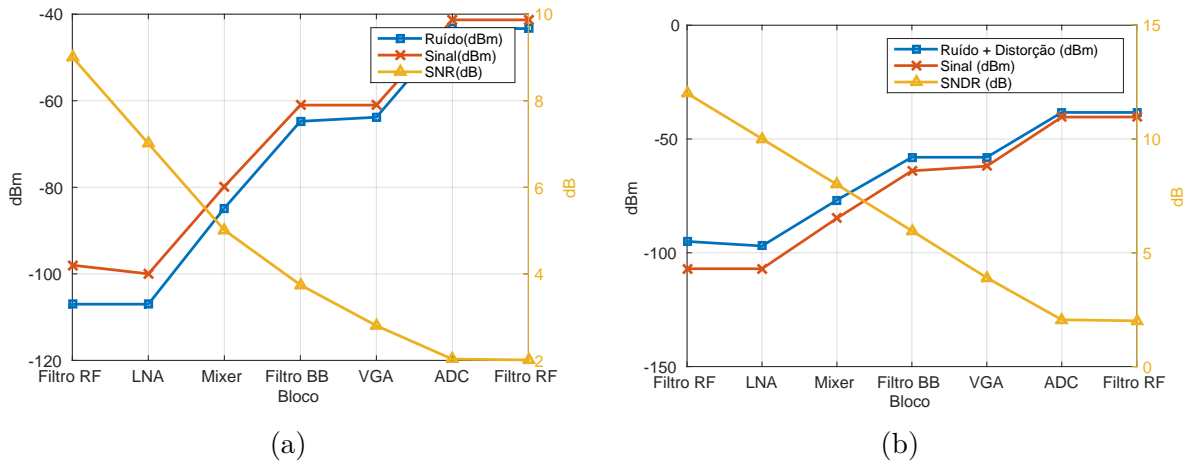


Figura 30 – Potência do sinal útil, do ruído e da relação sinal sobre ruído por bloco para (a) o teste de sensibilidade e (b) IIP3.

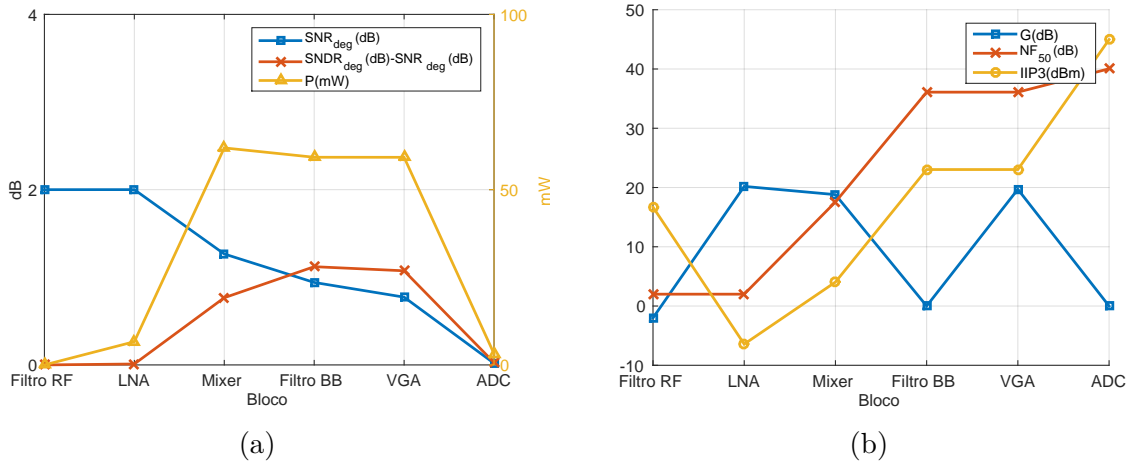


Figura 31 – (a) Degradação do SNR, degradação do SNDR-SNR e potência estimada por bloco. (b) Parâmetros de desempenho dos blocos.

4.3 Discussão e Comparação entre os modelos 1 e 2

A principal diferença entre o modelo 1, exposto por (BREDELOW et al., 2001), e o modelo 2, proposto por (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006), é a grande diferença no consumo de potência global. Como não havia modelo de consumo para o ADC para o modelo 2, **escolheu-se o modelo de (??)**. No modelo 2, o *mixer* e o filtro ativo BB + VGA têm um consumo muito mais elevado. Apesar de serem modelos de consumo muito diferentes, o desempenho em cascata de NF e IIP3 foram mantidos devido as condições iniciais tanto do SNR_{deg} quanto do $SNDR_{deg}$. A tabela 14 compara o consumo dos modelos antes e depois do processo de otimização.

O elevado consumo do filtro OTA-C (filtro BB + VGA) no modelo de (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006) pode ser explicado devido às várias etapas amplificadoras que este bloco possui. Pelo modelo de (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006), o

	Modelo 1	Modelo 2
Uniforme	15,37mW	447,6mW
1-x para SNR_{deg} e $SNDR_{deg}$	6,72mW	341,29mW
1-x para SNR_{deg} e x para $SNDR_{deg}$	11,64mW	325,86mW
Média	11,24mW	371,58mW
Com otimização	1,90mW	190,35mW
Redução em relação a média	83%	48,8%

Tabela 14 – Tabela comparativa de consumo de potência antes e depois da otimização.

mixer possui a maior corrente de dreno vindo da alimentação o que influencia no consumo. O fato deste bloco adotar a amplamente usada topologia célula de Gilbert, que possui uma fonte de corrente, resistores de carga e um alto desempenho, também contribui para o elevado consumo do sistema. O modelo 2 também foi feito para o circuito do artigo cuja norma é a Bluetooth-LE, ao passar para a norma LTE, o modelo se torna muito pessimista a respeito do consumo.

Os métodos de manipulação de ruído e distorção para reduzir o consumo dependem do modelo. No modelo 1, é possível concentrar mais ruído nos primeiros blocos para reduzir o consumo, mas concentrar a distorção nos últimos blocos não funciona, enquanto que no modelo 2 os mesmos métodos de concentração de ruído e distorção implementados no modelo 1 funcionam para reduzir o consumo. O algoritmo otimizador procura concentrar o consumo de potência no ADC, aumentando sua faixa dinâmica, enquanto que no modelo 1 esta prática é possível, no modelo 2 não é pois os modelos de consumo do *mixer* e do filtro OTA-C são muito pessimistas em relação ao consumo de energia.

As figuras 32a, 32b e 33 são gráficos comparativos que mostram a degradação do SNR, do λ e do ganho nos casos 1,2,3 e na otimização. A tabela 15 mostra a classificação dos casos de distribuição. As figuras 34a e 34b exibem a comparação entre os consumos de potência de cada bloco em cada caso.

Caso 1	Distribuição Uniforme
Caso 2	1-x para SNR_{deg} e $SNDR_{deg}$
Caso 3	1-x para SNR_{deg} e x para $SNDR_{deg}$

Tabela 15 – Classificação dos casos

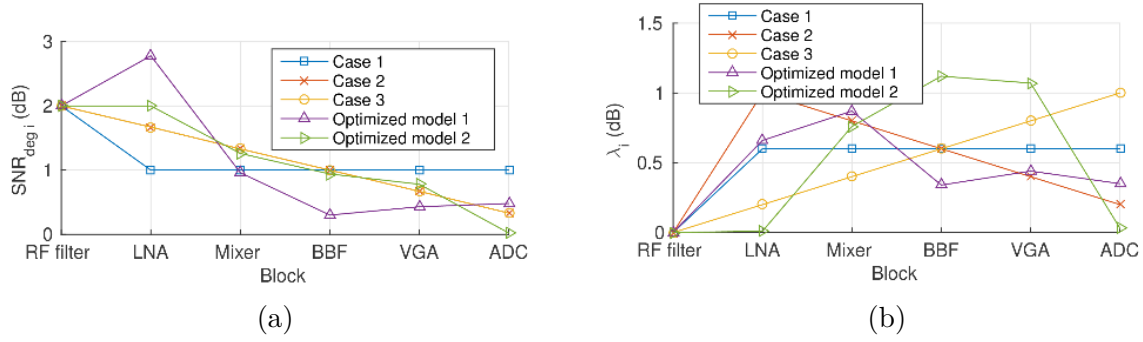


Figura 32 – Distribuições do SNR_{deg_i} (a) e do λ_i (b) para os três casos de distribuição e os dois casos de otimização.

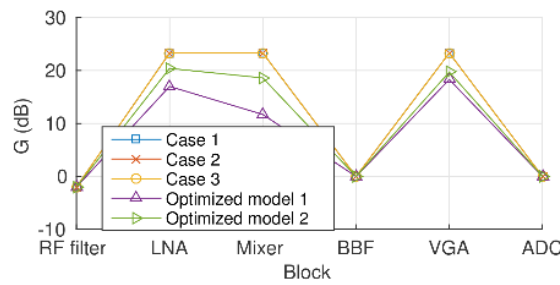


Figura 33 – Distribuições do ganho para os três casos de distribuição e os dois casos de otimização.

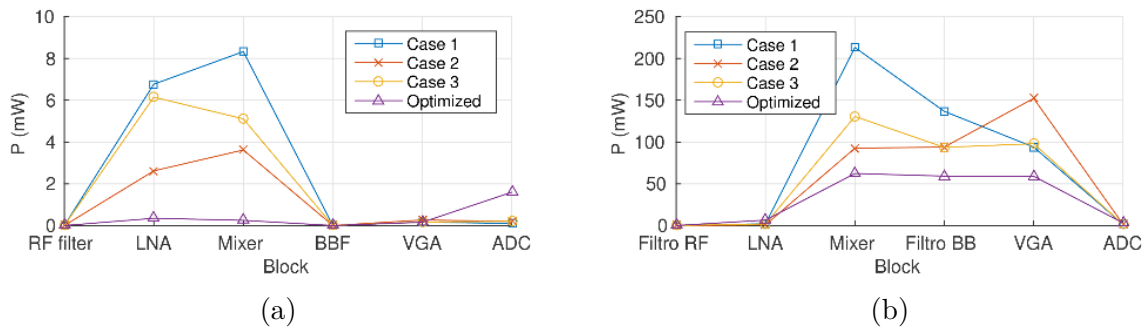


Figura 34 – Distribuições das potências para os diferentes blocos para o modelo 1 (a) e modelo 2 (b) para os três casos de distribuição e os dois casos de otimização.

4.4 Comparando com a otimização do estado da arte, padrão Bluetooth-LE e arquitetura zero-IF

O trabalho apresentado por (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006) também mostra um método de otimização, o mesmo artigo que mostra o modelo 2 que vem de um circuito já projetado e medido pela norma Bluetooth-LE, os coeficientes de potência foram extraídos da medida do receptor. Esta norma relaxa nas restrições de ruído e linearidade para obter redução de consumo, embora o receptor de (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006) tenha melhor desempenho que o tolerado pela norma. Este método considera apenas três blocos: LNA, *mixer* e filtro banda base. A

mesma estrutura será usada para a otimização proposta. A tabela 16 mostra as medidas do receptor de (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006), a tabela 17 mostra a otimização implementada por (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006) e a tabela 18 exibe a otimização proposta. Ambos deram aproximadamente a mesma redução de consumo. Porém, a otimização linear de (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006) só funciona para este modelo enquanto a proposta serve para todos os modelos, esta comparação foi feita para mostrar que o método heurístico proposto é tão eficiente quanto o método no estado da arte. Esta comparação foi realizada nas mesmas condições do artigo para comprovar a eficiência do otimizador proposto. A mesma estratégia de otimização heurística com otimização não linear foi aplicada. No modelo, somente três blocos foram considerados, o LNA, o Mixer e o Filtro em banda base.

	LNA	Mixer	Filtro banda base	Total
SNR_{deg}(dB)	3,53	4,75	2,23	10,51
SNDR_{deg}(dB)	0,92	13,12	7,42	21,46
G(dB)	18	12	15	45
NF(dB)	3,5	24,5	36,5	10,51
IIP3(dBm)	-0,14	5,7	14,2	-18,24
P(mW)	13,12	17,9	14,02	45,04

Tabela 16 – Tabela de parâmetros e distribuições dos blocos do receptor de (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006).

	LNA	Mixer	Filtro banda base	Total
SNR_{deg}(dB)	2,95	4,98	2,29	10,53
SNDR_{deg}(dB)	8,66	9,42	3,29	21,37
G(dB)	18	12	15	45
NF(dB)	2,9	24,3	37	10,53
IIP3(dBm)	-7	4,3	15,6	-18,24
P(mW)	3,5	13,99	17,19	34,68

Tabela 17 – Tabela de parâmetros e distribuições dos blocos do receptor com otimização implementada por (SHENG; EMIRA; SÁNCHEZ-SINENCIO, 2006).

	LNA	Mixer	Filtro banda base	Total
SNR_{deg}(dB)	2,97	4,96	2,6	10,53
SNDR_{deg}(dB)	9,06	9,04	3,29	21,39
G(dB)	13,6	13,7	13,7	41
NF(dB)	2,9	19,9	34,3	10,53
IIP3(dBm)	-7,2	0	12,9	-18,24
P(mW)	3,5	13,99	17,19	34,68

Tabela 18 – Tabela de parâmetros e distribuições dos blocos do receptor com otimização proposta.

5 Conclusões e Perspectivas

Com a preocupação de agilizar o processo de desenvolvimento de sistemas RF, entregando a melhor configuração de consumo possível, esse trabalho propôs um método de otimização baseado em modelos de consumo individual dos blocos constituintes do sistema em conjunto com a técnica de distribuição de degradações de SNR e SNDR, que agiliza a definição de parâmetros do sistema, já respeitando a norma visada. Uma vez dominado o método de desenvolvimento sistêmico por distribuição de degradações e os modelos de consumo associados, observou-se que a avaliação do consumo global daria uma função objetivo para possível otimização contendo muitos ótimos locais. Dessa forma optou-se por algoritmos de otimização heurística com otimização local não linear. Os modelos de consumo são baseados em análise de circuito de topologias específicas ou em medidas em diversas tecnologias.

O método proposto foca no circuito cuja figura de mérito é a menor e foi capaz de reduzir o consumo do receptor a partir de distribuições de degradação iniciais, aplicando uma arquitetura ZERO-IF e para a norma LTE e o padrão Bluetooth-LE. Para os modelos de consumo testados, pôde-se observar uma economia de potência de até 83% se comparamos com distribuições de degradação pré estabelecidas. Como houve grande diferença de consumo nos blocos da entrada RF e da banda base para o modelo 2, todo o desempenho foi forçado nos blocos que tinham o melhor consumo, resultando em uma economia de 48,8%. Se espera que este método seja capaz de reduzir o consumo global em qualquer outro modelo de consumo. Para as próximas etapas, conta-se aplicar o método em um projeto de circuito associado à uma norma, onde os modelos de consumo serão obtidos através de simulações paramétricas dos blocos constituintes do receptor. Trabalhos futuros poderão usar modelos de consumo mais recentes e o otimizador será capaz de fornecer uma redução significativa de consumo, mantendo o desempenho exigido pela norma. Dessa forma não somente poderemos ter receptores de RF de consumo otimizado para uma aplicação específica a partir de um projeto único, como poderemos ter um receptor com desempenho modular, de acordo com as características do canal, sempre direcionando para a configuração de menor consumo. Um engenheiro de sistemas pode projetar um sistema receptor de baixo consumo de potência que atenda as especificações e um engenheiro de comunicações sem fio pode utilizar sistemas receptores com grande economia de potência.

Trabalhos futuros podem ser feitos considerando o oscilador local e aplicando o algoritmo otimizador para o transmissor, projetando um sistema de baixa potência. Com a implementação deste otimizador, circuitos integrados para baixo consumo serão mais econômicos sem perder o desempenho e cumprindo sua função, portanto serão mais baratos e duráveis, portanto, os custos implementação de cadeias de produção e sistemas de comunicação

terão um custo menor, logo, mais acessível.

Referências

- BREDERLOW, R. et al. A mixed-signal design roadmap. *IEEE Design & Test of Computers*, IEEE, n. 6, p. 34–46, 2001. Citado 4 vezes nas páginas 39, 40, 41 e 56.
- COX, C. *An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE, VoLTE and 4G Mobile Communications: Second Edition*. Wiley, 2014. ISBN 9781118818015. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=XD6TAwAAQBAJ>>. Citado na página 24.
- ETSI_3RD_GENERATION_PARTNERSHIP_PROJECT. *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 12.5.0 Release 12)*. [S.l.]: ETSI, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- EVARISTO. *Métodos Não Determinísticos*. [S.l.]: Coppe, 2014. Citado na página 37.
- GU, Q. *RF System Design of Transceivers for Wireless Communications*. [S.l.]: Springer US, 2006. ISBN 9780387241616. Citado 8 vezes nas páginas 21, 22, 23, 26, 27, 28, 36 e 42.
- LOLIS, L. *Agile bandpass sampling RF receivers for low power applications*. Tese (Doutorado) — Université Sciences et Technologies-Bordeaux I, 2011. Citado 4 vezes nas páginas 20, 30, 31 e 32.
- LUENBERGER, D. G.; YE, Y. *Linear and nonlinear programming*. [S.l.]: Springer, 2008. ISBN 9780387745022. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- M.A.MOHAMED H.M.ABD-ELATTY, M.-S. e W. Performance analysis of lte-advanced physical layer. *International Journal of Computer Science Issues*, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- MATHWORKS. Choosing a solver. 2016. Citado 3 vezes nas páginas 13, 33 e 38.
- NAMGOONG, W.; MENG, T. H. Direct-conversion rf receiver design. *Communications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 49, n. 3, p. 518–529, 2001. Citado na página 20.
- RAO, S. S. *Engineering optimization: theory and practice*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. ISBN 9780470183526. Citado na página 36.
- SAQIB, S. S. e M. *Designing of LTE-Advanced Downlink Transceiver on a Physical Layer*. Dissertação (Mestrado) — Blekinge Institute of Technology, 2013. Citado na página 24.
- SHENG, W.; EMIRA, A.; SÁNCHEZ-SINENCIO, E. Cmos rf receiver system design: A systematic approach. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS PART 1 REGULAR PAPERS*, IEEE, v. 53, n. 5, p. 1023, 2006. Citado 11 vezes nas páginas 13, 19, 39, 41, 42, 51, 55, 56, 57, 58 e 59.
- ZOLFAGHARI, A.; RAZAVI, B. A low-power 2.4-ghz transmitter/receiver cmos ic. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, IEEE, v. 38, n. 2, p. 176–183, 2003. Citado na página 19.